radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

7 | APRIL 1965

- Einfluß der Widerstände auf die Zuverlässigkeit der Fernsehempfänger
- Die wichtigsten Eigenschaften von Planartransistoren
- Bauanleitung für einen empfindlichen MW-Kleinstempfänger
- 2-Kanal-Funkfernsteuerungsanlage



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

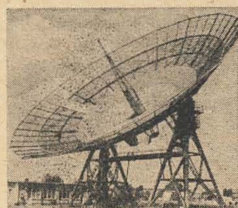
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Mit Hilfe dieses 36-m-Spiegels des Heinrich-Hertz-Instituts in Berlin-Adlershof wird die Struktur der Radiostrahlung unseres Milchstraßensystems im Dezimeterwellenbereich untersucht.
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Februar 1965 und Vorschau für Mai 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Februar 1965

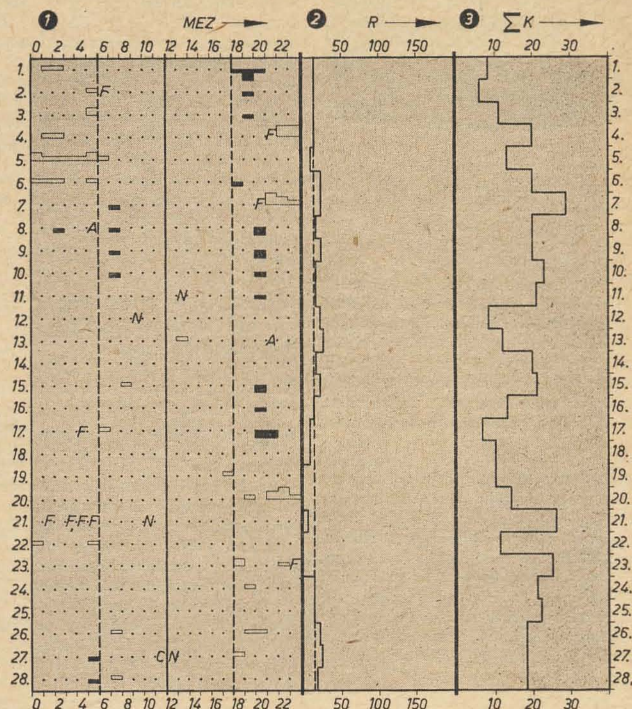
❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert $\Delta f/f$

- □ +41% und darüber
- +31 … +40%
- +21 … +30%
- +20 … −18%
- −21 … −30%
- −31 … −40%
- ■ −41% und weniger
- t Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

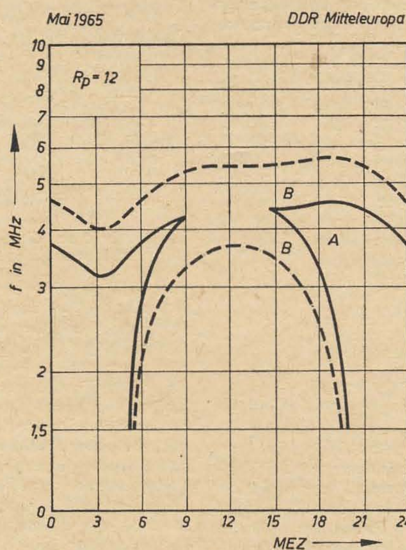
❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶



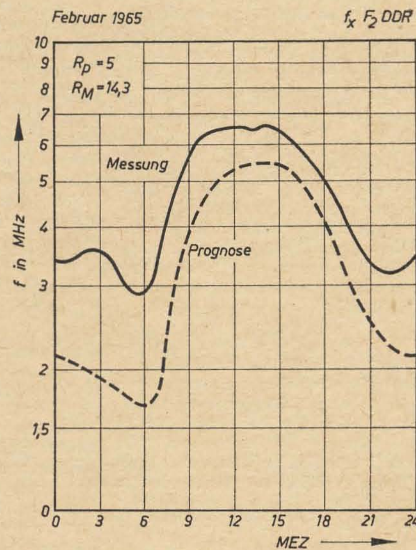
Vorschau für Mai 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0 … 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

Frequenzberatung



Gegenüberstellung Prognose/Messung



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1965 Fernsehen · Radio · Elektroakustik · Antennen
- Die verschiedenen Typen des Stereodecoders
- Bauanleitung für einen einfachen Stereodecoder
- Optimale Dimensionierung von Differenzierschaltungen zum Erzeugen von Nadelimpulsen
- Die Erzeugung künstlichen Nachhalls

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Nur 200 Stunden** benötigt eine sowjetische elektronische Rechenmaschine mittlerer Leistung, um eine weiter vervollkommnete Rechenmaschine zu projektieren, die mehrere hunderttausend Operationen in der Sekunde ausführt und zehntausende Zahlen speichert. Dazu würden 200 Fachleute eineinhalb bis zwei Jahre brauchen, aber sogar bei bester Organisation und wiederholter gründlicher Überprüfung der technischen Zeichnungen könnten dabei Fehler unterlaufen.

▼ **Im Jahre 1967** könne in Großbritannien das Farbfernsehen eingeführt werden, erklärte der BBC-Direktor in Bradford. Diese Sendungen würden auf 625 Zeilen ausgelegt werden, und bis 1967 würde in Großbritannien zu 70% dieses Zeilensystem angewendet werden. Zunächst würden 58er Farbfernsehgeräte vom Handel angeboten werden.

▼ Die Radio Corporation of America (RCA) schätzt, daß zur Zeit etwa 2,9 Mill. **Farbfernsehgeräte in amerikanischen Wohnungen** aufgestellt sind; bis zum Jahresende rechnet man mit 5 Mill. Bis Ende 1964 hemmten die hohen Preise den Absatz. Sie lagen 1964 durchschnittlich bei etwa 550 $ für das Standard-53-cm-Gerät. Seit Januar 1965 hat sich dieses Bild jedoch geändert. Die Gerätepreise wurden gesenkt, sie liegen heute bei etwa 450 $. Zur Zeit werden die Bildschirmgrößen 53 und 63 cm am besten verkauft.

▼ **Der Bau eines zentralen, ganz Holland erfassenden Antennensystems,** das den Empfang von sieben Fernseh- und 16 Radioprogrammen des In- und Auslandes vermittelt, ist für die nächsten Jahre geplant. Man rechnet mit einem Kostenaufwand von etwa 100 Mill. hfl.

▼ **Ein elektronisches Auge,** das imstande ist, den Reifegrad von Früchten nach ihrem Äußeren zu beurteilen, wurde in den USA hergestellt. Die Fotozelle des Gerätes vergleicht in einer Minute die Farbe von 6750 Früchten, die Rückschlüsse auf ihren Reifegrad zuläßt, mit einem vorher ausgewählten Stück und scheidet die nicht ausreichend gereiften Früchte aus.

Neue miniaturisierte Schutzrohrkontaktrelais

Dank der hohen Schaltgeschwindigkeit und der großen Zuverlässigkeit gewinnen die Schutzrohrkontakte stetig an Bedeutung. Die neueste Entwicklung in den USA brachte eine erhebliche Verkleinerung, die mit geringerer Energieaufnahme und höherer Schaltgeschwindigkeit gekoppelt ist. Ein Schutzrohrkontakt für Miniaturrelais beansprucht nur mehr 0,4 der Länge der Regelausführung. Die erforderliche Energie konnte durch Verwendung von Zungenkontakten mit remanentem Magnetismus auf etwa $1/3$ vermindert werden. Erfolgreich erwiesen sich ferner geschlossene Konstruktionen, die die Schaltgeschwindigkeiten von 0,2···0,5 ms auf etwa 50 μs zu senken erlauben. Der diffundierte Goldkontakt der bisherigen Konstruktion wurde durch eine Gold-Silber-Legierung ersetzt, wodurch der Kontaktwiderstand auf einen Betrag von unter 50 mΩ verringert werden konnte.
Für Koppelfelder in Fernsprechvermittlungseinrichtungen wurde unter der Bezeichnung „Ferreed" von den Bell Laboratorien ein Schutzrohrkontaktrelais in Miniaturausführung entwikkelt, wobei durch den Einsatz dieser neuen Relais eine Lösung für das Koppelfeld mit metallischen Kontakten gefunden wurde, die sich allen elektronischen Lösungen gegenüber als überlegen gezeigt hat.

„Telemail"– ein neuartiges Gerät für die drahtgebundene Nachrichtentechnik

Von der Nippon Electric Co. Ltd., Tokio, wurde ein neuartiges Faksimilegerät entwickelt, das auf normalen Telefon- und Telegrafenleitungen eingesetzt werden kann. Mit Hilfe der Einrichtung können Informationen in Gestalt handschriftlicher Mitteilungen in jeder Sprache, Handskizzen, Zeichnungen und Diagramme im Augenblick ihres Entstehens bei der Gegenstelle aufgezeichnet werden. Das System „Telemail" besteht aus Sende-, Empfangs- und Sende-Empfangsgeräten, die durch Vermittlungseinrichtungen verbunden werden können. Die zu übermittelnde Nachricht wird mit einem zum Gerät gehörenden Spezialschreibstift auf die mit normalem Schreibpapier bezogene, etwa postkartengroße Schreibplatte des Senders aufgezeichnet, und zur gleichen Zeit wird die Mitteilung am fernen Empfänger reproduziert. Das Gerät ist leicht zu bedienen und ähnlich unterzubringen wie ein Fernsprechapparat. Es arbeitet geräuschlos. Eine Anwendung dürfte praktisch von Vorteil sein in Räumen mit starker Geräuschbelästigung, wo eine Hörverständigung erschwert oder unmöglich ist, aber auch in Räumen, wo ein akustischer Nachrichtenaustausch störend empfunden wird. Auch dort, wo schriftliche Anweisungen (z. B. Zeichnungsskizzen) erwünscht sind, dürfte die Anwendung mancherlei Vorzüge haben. Die Absetzung von Nachrichten an unbesetzte Empfänger ist möglich.

Laser in der Industrie

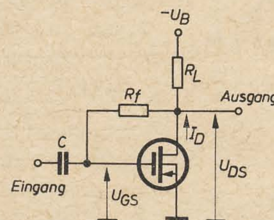
Das Moskauer Werk „Starkokonstrukzija" baut eine quantenmechanische Maschine mit Programmsteuerung als Basismodell für eine Serie von Spezialwerkzeugmaschinen zum Schneiden von Diamanten, synthetischen Korunden, besonders festen Legierungen und zum Einbrennen feinster Löcher in diese Stoffe und in Einzelteile von Elektronenapparaten.
Auf Grund der Forschungen in diesem Institut gelangte man zu der Erkenntnis, daß bei dem gegenwärtigen Stand der Technik synthetischer Rubin für einen technologischen Quantengenerator am geeignetsten ist. Mit seiner Hilfe lassen sich energetisch stabile Lichtimpulse relativ lange erzeugen. Nach Ansicht von Fachleuten wird der Mensch mit Hilfe eines Laserstrahls technologische Operationen vornehmen können, die er bisher überhaupt nicht oder nur mit größter Mühe zu bewältigen vermochte.
Die Rohbearbeitung einer Bohrung in einer Diamantendüse zum Beispiel beansprucht gegenwärtig mehr als zwei Stunden. Ein Laser aber wird diese Arbeit in weniger als 0,1 Sekunden erledigen. Der minimale Durchmesser eines mit Hilfe einer Laseranlage in Wolfram „gebohrten" Lochs beträgt 7 μm, also weniger als die Stärke eines Menschenhaars.

Laser mit 100 MW Impulsleistung

In Zusammenarbeit amerikanischer Firmen wurde in einer Versuchsserie mit Laserstrahlen eine Impulsleistung von hundert Megawatt bei Impulszeiten von 10 Nanosekunden erzeugt. Die Impulsfolgefrequenz war dabei größer als 1 Hz. Die kurzen Impulszeiten und damit die hohe Leistung wurden durch einen neuartigen Modulator ermöglicht. Durch diese Anlage erwartet man erhebliche Fortschritte für die weitere Entwicklung und den Bau optischer Radareinrichtungen und Präzisionsentfernungsmesser, besonders auch im Zusammenhang mit Satelliten- und Raketenprojekten.

MOSFET – neuer Halbleitertyp mit Elektronenröhrencharakter

Ein neues aktives elektronisches Bauelement, das die Vorteile der bisherigen Transistoren mit denen der Elektronenröhren verbindet, wurde mit den sogenannten Metalloxid-Silizium-Feldeffekttransistoren (MOSFET) entwickelt. Man erwartet durch Einsatz des MOSFET eine neue, einfachere Schaltungstechnik. Die MOSFET besitzen alle günstigen Transistoreigenschaften, wie das Fehlen des Mikrofonieeffektes, eine nahezu unbegrenzte Lebensdauer und einen geringen Leistungsbedarf. Darüber hinaus aber verfügen sie auch über die wesentlichsten Vorzüge der Elektronenröhren: den extrem hohen Eingangswiderstand



Prinzipschaltung einer Spannungsverstärkerstufe mit einem MOSFET

und eine außerordentlich gute Linearität der Arbeitskennlinie. Daher erübrigen sich in Verstärkerschaltungen mit dem neuen Halbleitertyp auch meist die komplizierten Gegenkopplungsschaltungen. Der MOSFET 1004 der amerikanischen Micro-electronics gestattet eine besonders einfache Vorspannungserzeugung (s. Bild). Die Gitterelektrode und damit auch der Widerstand R_f führen keinen Strom, so daß die Spannungen U_{GS} und U_{DS} einander gleich sind. R_f kann beliebig groß sein, da kein „Gitterstrom" fließt. Man benötigt damit nur kleine Koppelkondensatoren C, wie sie aus der Röhrenschaltungstechnik her bekannt sind.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 1 und 2 (1965) entnahmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellungen zu bestellen.

Literatur über Nachrichtenübertragung mit Hilfe von Lasern, einschl. Lasermodulation
Lit.-Nr.: 35/64.
Titelanzahl: 10 (3 S.), Berichtsz.: 1960 bis 64
Hrsg.: Universitäts-Bibliothek. TWA. 69 Jena, Goetheallee 6

Literatur über Kybernetik, programmiertes Lernen und Unterrichtsmaschinen unter bes. Berücks. ihrer Bedeutung für die pädagogische Wissenschaft
(DK: 621.391:37[100]),
Lit.-Nr.: 31/64
Titelanzahl: 888 (90 S.), Berichtsz.: 1960–64
Hrsg.: Deutsches Pädagog. Zentralinst. Abt. Dok. u. Inf. 108 Berlin, Otto-Grotewohl-Str. 11

Literatur über die Herstellung elektrischer Bauelemente und Schaltungen in Dünnfilmtechnik durch Aufdampfen im Vakuum
(DK: 539.234).
Lit.-Nr.: DS_3 15/64
Titelanzahl: 57. Berichtsz.: 1953–64
Hrsg.: VEB Hochvakuum. Dok. 806 Dresden, Radeberger Str. 12

Literatur über die Eigenschaften dünner, im Vakuum aufgedampfter Schichten unter bes. Berücks. der Mikroelektronik
(DK: 539.234).
Lit.-Nr.: DS_3 14/64
Titelanzahl: 133. Berichtsz.: 1952–64
Hrsg.: VEB Hochvakuum. Dok. 806 Dresden, Radeberger Str. 12

Literatur über Halbleiterverbindungen (binär, ternär)
(DK: 621.315.592.3)
Lit.-Nr.: 1/65
Titelanzahl: 85 (10 S.), Berichtsz.: 1958 bis 64
Hrsg.: VEB Halbleiterwerk, Werkteil Stahnsdorf, Dok. Stahnsdorf, Ruhlsdorfer Weg

Literatur über Rundfunktechnik und Fernmeldewesen
Titelanzahl: 252 (15 S.)
Berichtsz.: 1959–64. Nur Diplomarbeiten der TU Dresden
Hrsg.: Techn. Universität. Bibliothek TWA. 8027 Dresden, Mommsenstr. 7

Literatur über Transistoren als Kühlelemente, Peltiereffekt
(DK: 537.322.1: 621.382.3-71)
Lit.-Nr.: 1/64
Titelanzahl: 28 (5 S.). Mit Annotationen. Berichtsz.: 1956–64
Hrsg.: VEB Funkwerk Erfurt. Büro f. Dok. 50 Erfurt, Rudolfstr. 47

VAKUTRONIK-informationen, Ausgabe 3

Die Ausgabe 3 der Hauszeitschrift des VEB Vakutronik, WIB Dresden, enthält Berichte über neuentwickelte kernphysikalische Meßgeräte, die der Betrieb seinen Kunden zur Leipziger Frühjahrsmesse 1965 vorstellte.
Vielfältige Einsatzmöglichkeiten in biologischen, chemischen, medizinischen und physikalischen Laboratorien ergeben sich für die Apparatur zur Messung von Tritium (^3H) und radioaktivem Kohlenstoff (^{14}C). Für die Automatisierung verschiedener Produktionsprozesse werden die Neutronenfeuchtemeßeinrichtungen VA-N-10 und VA-N-20 eingesetzt. Spitzenerzeugnisse des VEB Vakutronik sind die Geräte zur Messung radioaktiver Aerosolkonzentration VA-T-82 und VA-T-83 und das Szintillationsspektrometer VA-M-120. Neben einer Arbeit über neue Erkenntnisse bei der Gamma-Dosimetrie mit Szintillations-Zählanordnungen und der Beschreibung des Stromnormals VA-K-906 vervollständigen die „Kernphysikalischen Arbeitsblätter" das Heft mit Beiträgen für die Benutzer kernphysikalischer Meßgeräte.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. APRILHEFT 7 1965

Der Einfluß der Widerstände auf die Zuverlässigkeit der Fernsehempfänger

Dipl.-Ing. HARALD FRÄNKEL

Mitteilung aus dem VEB WBN Teltow

Das Problem der höheren Beanspruchung der Bauelemente in den Fernsehgeräten war international bekannt. Einer Mitteilung der westdeutschen „Funkschau" zufolge [1] waren nach einer Untersuchung der Bundesfachgruppe Radio- und Fernsehtechnik in der Bundesrepublik 70 % aller Fernsehgeräte innerhalb der ersten Monate defekt.

Über den Einsatz von Widerständen schreibt Galparin [2], daß nach statistischen Angaben in den USA etwa 40 % der Ausfälle bei Widerständen durch falschen Einsatz und ungefähr 27 % durch Fehler bei anderen Bauteilen entstehen. Er schlägt bei langdauerndem Betrieb vor, für den Einsatz der Widerstände einen Zuschlag von 30 bis 50 % gegenüber der berechneten Nennverlustleistung anzusetzen. Für militärische Zwecke werden die Einsatzwerte der Nennverlustleistungen von Widerständen aus pyrolytischem Kohlenstoff in den USA sogar 3- bis 4mal höher angesetzt. Weitere Hinweise, die Zuverlässigkeit durch Überdimensionierung zu erhöhen, sind in [3] und [4] angegeben.

Der Ausfall eines Gerätes durch Widerstände kann auf zwei Ursachen zurückgeführt werden:

1. Totalausfall des Widerstandes
2. unzulässig hohe Wertänderung des Widerstandes.

Zur Erhöhung der Zuverlässigkeit gibt es grundsätzlich zwei Wege:

1. Verbesserung der Qualität durch neue, bessere Technologie und durch Anwendung von Verfahren zur künstlichen Alterung
2. Einführung von schaltungstechnischen Maßnahmen zur Erhöhung der Zuverlässigkeit der Fernsehgeräte.

Beide Wege können nicht unabhängig voneinander beschritten werden, sondern müssen gleichzeitig Anwendung finden. Sonst kann es vorkommen, daß die zur Erhöhung der Zuverlässigkeit eingeführte eine Maßnahme durch Entfallen der anderen wieder aufgehoben wird.

Die im VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik Teltow bereits durchgeführten Maßnahmen zur Qualitätsverbesserung der Schichtwiderstände hatten eine Erhöhung der Zuverlässigkeit der Fernsehgeräte zur Folge, wie eine Auswertung der dem VEB WBN zur Verfügung stehenden Garantieabrechnungsbogen des VEB Garantie- und Reparaturdienstes in Leipzig durch die Abteilung Kundendienst und Applikation des VEB WBN Teltow ergab (Bild 1).

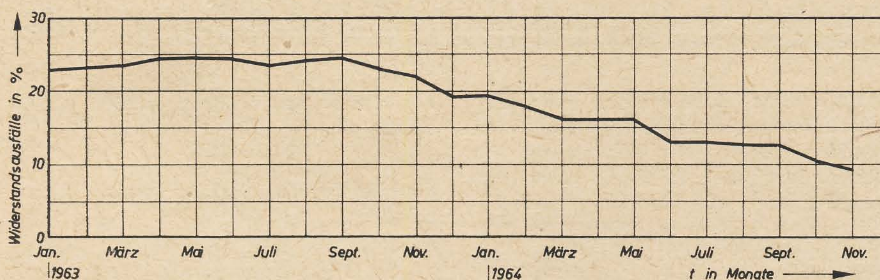


Bild 1: Gesamtzahl der Widerstandsausfälle in garantiepflichtigen Fernseh- und Rundfunkgeräten bezogen auf die Geräteausfälle vom 1. 1. 1963 bis 30. 11. 1964 aus den dem VEB WBN Teltow zur Verfügung stehenden Auswertungsbogen des VEB Garantie- und Reparaturdienstes, Leipzig

Mit den in ihrer Qualität verbesserten Widerständen durchgeführte Fernsehtests ergaben, daß es sich bei den Ausfällen um Frühausfälle innerhalb der ersten 1000 bis 1500 Betriebsstunden handelt. Zur Beurteilung der Zuverlässigkeit der Fernsehgeräte konnte eine Formel aufgestellt werden, mit der die durchschnittliche „reparaturlose" Betriebszeit, das ist die Betriebszeit zwischen zwei Ausfällen, berechnet werden kann.

Sie lautet

$$L = 12 \cdot t \cdot \frac{N}{A} \quad (1)$$

Darin bedeuten:

L = Laufzeit des Gerätes zwischen zwei Ausfällen in Monaten (reparaturlose Betriebszeit)
t = Prüfstunden in 1000 Prüfstunden (1000 Prüfstunden entsprechen etwa einem Jahr Betriebszeit)
N = Anzahl der geprüften Geräte
A = Gesamtausfälle der Geräte

Bezogen auf 5000 Prüfstunden konnte für die Fernsehgeräte „Stadion 2 Z", in denen die ausfallkritischen Widerstände durch Widerstände mit verbesserter Qualität ersetzt wurden, eine mittlere „reparaturlose Zeit" von acht Monaten angegeben werden.

Analysiert man die Bauelementebestückung eines Fernsehempfängers, so ergibt sich folgende Verteilung:

Schichtwiderstände	165 Stück
Drahtwiderstände	5 Stück
regelbare Widerstände	18 Stück
Röhren	23 Stück
Bildröhren	1 Stück
Sicherungen	4 Stück
Kondensatoren	143 Stück
Elektrolytkondensatoren	16 Stück
Herwid	3 Stück

Transformatoren	6 Stück
Steckverbindungen	7 Stück

Man bedenke, daß jeder Ausfall eines Bauelementes zum Ausfall des Gerätes führen kann. Das heißt, daß die Zuverlässigkeit der Widerstände beispielsweise 27mal höher sein muß als die von Transformatoren. Das zu erreichen kann nicht allein Aufgabe der Bauelementeindustrie sein, sondern muß zusätzlich durch schaltungstechnische Maßnahmen der Fernsehgeräteindustrie abgefangen werden.

Für jedes Bauelement werden vom Hersteller zulässige Nennverlustleistungen angegeben, die nicht überschritten werden dürfen. Zur Erzielung einer hohen Zuverlässigkeit genügt aber diese Maßnahme nicht! Bei allen Bauelementen wird die Ausfallrate b e d e u t e n d gesenkt, wenn die Betriebsbelastung kleiner als die angegebene zulässige Nennverlustleistung ist [3]. Diese Maßnahme wird im Englischen als „Derating" bezeichnet. Für Schichtwiderstände ist nicht allein die Größe der Nennverlustleistung ausschlaggebend, sondern auch die Höhe der angelegten Spannung und die Höhe der Oberflächentemperatur, die durch die Umgebungstemperatur mit beeinflußt wird.

Die Zuverlässigkeit der Widerstände kann durch Verkleinerung dieser Parameter wesentlich gesteigert werden. Dadurch erfolgt nicht nur eine Erhöhung der Zuverlässigkeit durch Verminderung von Totalausfällen, sondern auch eine erhebliche Verkleinerung der Wertänderungen der Widerstände.

Erhöhung der Gerätezuverlässigkeit durch Anordnung und Redundanzschaltung der Widerstände

Die folgenden Ausführungen sollen dem Anwender von Schichtwiderständen Hinweise geben, wie die Zuverlässigkeit der Geräte durch entsprechenden Einbau erhöht werden kann.

Bei Betrieb des Fernsehgerätes unter Einwirkung trockener Wärme, was als häufig vorkommende, normale Umweltbedingung angesehen werden kann, empfiehlt es sich zur Erhöhung der Zuverlässigkeit, den nächstgrößeren Widerstandstyp zu wählen, als die Berechnung normalerweise verlangt. Kann dies aus räumlichen Gründen nicht durchgeführt werden, so muß der Entwickler versuchen, durch geschickte Anordnung der Widerstände im Gerät, die Oberflächentemperatur durch Einsatz an Stellen geringerer Umgebungstemperatur herabzusetzen. Bei Belastung erfolgt zusätzlich eine Aufheizung der Umgebung durch die Widerstände. Daher ist es zweckmäßig, weniger belastete mit höher belasteten Widerständen abzuwechseln, um eine Konzentrierung der durch die Widerstände hervorgerufenen zusätzlichen Erwärmung zu vermeiden [2]. Durch Anbringung von Entlüftungslöchern und Ausnutzung des dabei entstehenden kühlenden Luftstromes kann ebenfalls die Oberflächentemperatur niedrig gehalten werden.

Ein Punkt sei besonders erwähnt! Einige Gerätefirmen ziehen über die Widerstände Isolierschlauch. Durch Überzüge jeglicher Art – der schädliche Einfluß durch chemische Reaktionen soll hier unbeachtet bleiben – wird die Abfuhr der Wärme behindert; denn es darf nicht außer Acht gelassen werden, daß die entstehende Oberflächentemperatur der Widerstände eine reine Frage der Wärmeabfuhr ist. Die Entwickler von Geräten müssen sich hierüber im klaren sein und

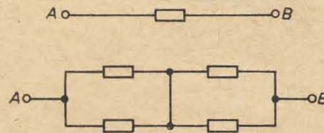


Bild 2: Ersatz eines Widerstandes durch eine Reihenparallelschaltung zur Erhöhung der Zuverlässigkeit

in jedem Fall die Behinderung der Wärmeabgabe der Widerstände durch geringere Belastung wieder ausgleichen. Da ein Teil der Wärme der Widerstände über die Anschlüsse abgeleitet wird, ist es vorteilhaft, die Widerstände möglichst kurz einzulöten.

Bei Geräten, die hohen Feuchtigkeiten ausgesetzt sind, muß in erster Linie die Zuverlässigkeit durch geeignete Auswahl der Widerstände gesichert werden. Es dürfen nur solche Widerstände eingesetzt werden, deren Klimaprüfklasse etwa die Verhältnisse in der Praxis nachbilden. In gerade bei feuchtem Klima Vorteile bringen.

Bei einer entsprechenden Wahl der Schaltung durch die Gerätewerke ist es möglich, die Zuverlässigkeit zu erhöhen. In [4] wird vorgeschlagen, die Zuverlässigkeit der Geräte durch eine „Vermehrung" der Bauelemente zu vergrößern. Ersetzt man beispielsweise einen Widerstand durch eine Parallel-Reihenkombination nach Bild 2, dann können insgesamt 39 Einzelfehler auftreten, bevor die Ersatzschaltung ausfällt, wenn man eine mögliche Widerstandstoleranz von 1/2 R bis 2 R annimmt. Der dabei angenommene Fall des Kurzschlusses ist allerdings für Widerstände gegenstandslos.

Die von den Fernsehempfängerherstellern seit geraumer Zeit angewandte Aufteilung eines Widerstandes in zwei in Reihe geschaltete Widerstände ist ein Schritt hierzu (vergleiche auch [5]).

Es muß mit aller Deutlichkeit zum Ausdruck gebracht werden, daß die Anwendung dieser Schaltungsart zur Erhöhung der Zuverlässigkeit international keineswegs unmodern ist und auch keinen „Rückschritt" darstellt.

Reihen- oder Parallelschaltung?

Es soll nun untersucht werden, ob bei der Aufteilung in zwei Widerstände die Parallelschaltung oder die Reihenschaltung zuverlässiger ist.

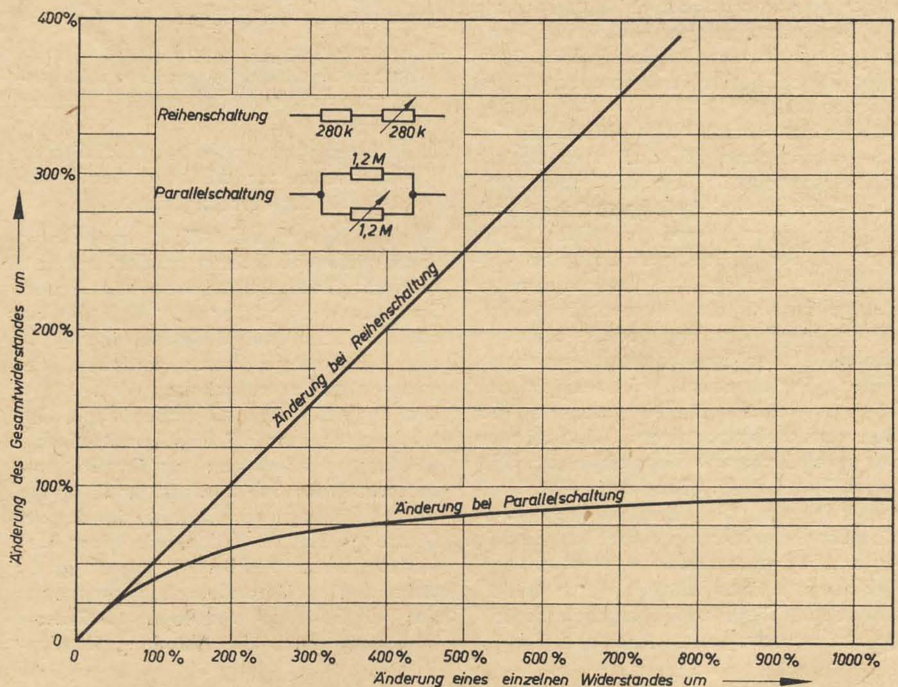


Bild 3: Prozentuale Änderung des Gesamtwiderstandes in Abhängigkeit von der Änderung eines Einzelwiderstandes für Reihenschaltung und Parallelschaltung

zunehmendem Maße werden bei hohen Feuchtebeanspruchungen Massewiderstände eingesetzt. Die Verwendung von Massewiderständen ist immer dann vorzuziehen, wenn die Forderung nach Zuverlässigkeit schwerer wiegt als die Forderung nach Genauigkeit und Stabilität [2].

Die Anwendungshinweise können kein starres Dogma sein, und die vorher als schädlich erwähnte Erwärmung kann ge-

Für die Reihenschaltung zweier Widerstände gilt

$$R_{ges} = R_1 + R_2 \qquad (2)$$

Für die Parallelschaltung zweier Widerstände gilt

$$R_{ges} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad (3)$$

Trägt man die Änderung der Gesamtschaltung nach (2) bzw. nach (3) in Abhängigkeit von der Änderung eines Ein-

zelwiderstandes auf, dann erhält man den Verlauf nach Bild 3.

Der Gesamtwert der Parallelschaltung steigt bei Änderung eines Widerstandes maximal um 100 %, nähert sich also einem Grenzwert; während der Gesamtwert der Reihenschaltung in linearer Abhängigkeit mit der Einzelwertänderung ansteigt. (Bei gleichzeitiger Änderung beider Widerstände sind beide Schaltungen gleichwertig, wie man durch Anwendung einer Fehlerabschätzung mittels partieller Differentiation leicht erkennt.)

Der Totalausfall eines Widerstandes führt bei der Reihenschaltung zum Ausfall des Gerätes, dagegen bei der Parallelschaltung nicht. Scheinbar liegt also die größere Zuverlässigkeit bei Parallelschaltungen, und man könnte die Zuverlässigkeit durch Parallelschalten mehrerer Widerstände weiter erhöhen.

Warum man sich zur Erhöhung der Zuverlässigkeit trotzdem für die Anwendung der Reihenschaltung entschließen muß, soll vom Standpunkt des Bauelementeherstellers beantwortet werden:

1. Wie bereits ausgeführt wurde und durch Versuche bekannt ist, wird die Ausfallrate durch Erniedrigung der Oberflächentemperatur herabgesetzt. Durch Aufteilung eines Widerstandes in zwei Widerstände gleicher Belastbarkeit erfolgt eine Überdimensionierung, da jeder Einzelwiderstand nur noch mit der Hälfte seiner Nennverlustleistung belastet wird.
2. Durch die Aufteilung der Spannung liegt am Einzelwiderstand nur noch die Hälfte der Spannung an. Die Verkleinerung der Betriebsspannung bringt eine Erhöhung der Zuverlässigkeit mit sich.
3. Durch Verkleinerung des Widerstandswertes ergibt sich ein weiterer, vielleicht weniger bekannter Faktor, der zur Verbesserung der Zuverlässigkeit führt: Hohe Widerstandswerte besitzen eine dünnere Kohleschicht als niedere Widerstandswerte. Aus diesem Grunde sind hohe Widerstandswerte bedeutend störanfälliger.

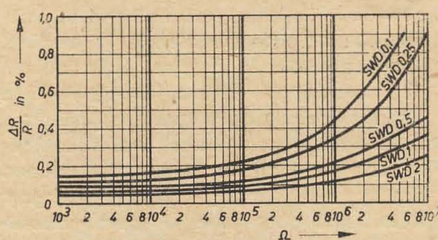


Bild 4: Widerstandsänderung in % nach Lagerung von 5000 Stunden bei Raumtemperatur nach [6]

Im Bild 4 sind die von Rosenthal [6] für 5000 Stunden Lagerung angegebenen Widerstandsänderungen bezogen auf den Widerstandswert eingetragen (man erkennt außerdem die bessere Stabilität der höher belastbaren Typen).

Bei Parallelschaltung muß der Einzelwert der parallelgeschalteten Widerstände sogar vergrößert werden, und die dünnere Kohleschicht macht den Widerstand unzuverlässiger.

Daher ergibt sich für hochbeanspruchte Schaltungen immer die Forderung, hohe Widerstandswerte durch in Reihe geschaltete niedere Widerstandswerte zu ersetzen – soll die Schaltung zuverlässiger sein!

Literatur

[1] Kurznachrichten. Funkschau 35 (1963), H. 7

[2] Galparin. Ü 62/62 Auszug aus dem Buch: Nichtdrahtwiderstände. Übersetzung aus dem Russischen

[3] Rehahn, J. P.: Über die Erhöhung der Betriebssicherheit elektronischer Geräte. radio und fernsehen 11 (1962), H. 9, S. 267–269 und H. 10, S. 300–303

[4] Miram: Zuverlässigkeit, das Problem der Elektronik. Neue Züricher Zeitung, Fernausgabe Nr. 257 vom 20. 9. 1962, Blatt 22 und 23

[5] Knobloch: Fernsehempfänger Service – Prüfen – Messen – Abgleichen. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, S. 59

[6] Rosenthal: Katalogangaben

Der Siemens-Stereodecoder RZ 52 10

Die Schaltung eines Stereodecoders für das Pilottonverfahren zeigt Bild 1; es handelt sich dabei um den Typ RZ 52 10 von Siemens.

Diese Schaltung bietet mehr als eine Besonderheit: Das Multiplexsignal gelangt vom Empfängerdemodulator zu dem Filter R_1, C_1, C_2 und L_1, das eine Sperre für den in den USA benutzten zweiten Unterträgerkanal (SCA-Kanal) um 67 kHz bildet. Gleichzeitig wird das im Empfänger etwas gedämpfte obere Seitenband des Differenzsignals um 50 kHz angehoben. Im Emitterkreis des Transistors T_1 wird der 19-kHz-Pilotton ausgesiebt und zum Transistor T_2 weitergeleitet. Die anderen Komponenten verstärkt man „normal" und koppelt sie an C_3 aus. Der Pilotton wird in T_2 nochmals selektiv verstärkt und gelangt zu dem bekannten Gegentakt-Diodennetzwerk zur Frequenzverdopplung. Das auf diese Weise gebildete 38-kHz-Signal gelangt zur Basis von T_3, in dem es nochmals verstärkt wird.

In dieser Stufe findet außerdem eine schwellwertabhängige Mono-Stereo-Umschaltung und eine Amplitudenbegrenzung statt: Die Amplitudenbegrenzung geschieht durch die Dioden D_3 und D_4. An R_2 entsteht durch die Gleichrichtung eine Gleichspannung, die den Kondensator C_4 auflädt. Plötzliche Spitzen werden begrenzt, da sich C_4 nicht so schnell auf die neue Amplitude aufladen kann. Die Gleichspannung benutzt man zur Steuerung der Stereoanzeige, denn sie ist nur beim Empfang eines stereomodulierten Senders vorhanden: Ein Monosender strahlt keinen 19-kHz-Pilotton aus, und folglich ist an R_2 keine Gleichspannung da.

Die Schwellwertautomatik arbeitet folgendermaßen: An R_3 wird eine positive Spannung eingestellt, die an die Katoden der Verdopplerdioden D_1 und D_2 gelangt und diese mit etwa 2···4 V vorspannt. Ist die Amplitude des Pilottones an den Dioden kleiner als die Vorspannung, so sperren die Dioden; es findet keine Frequenzverdopplung statt

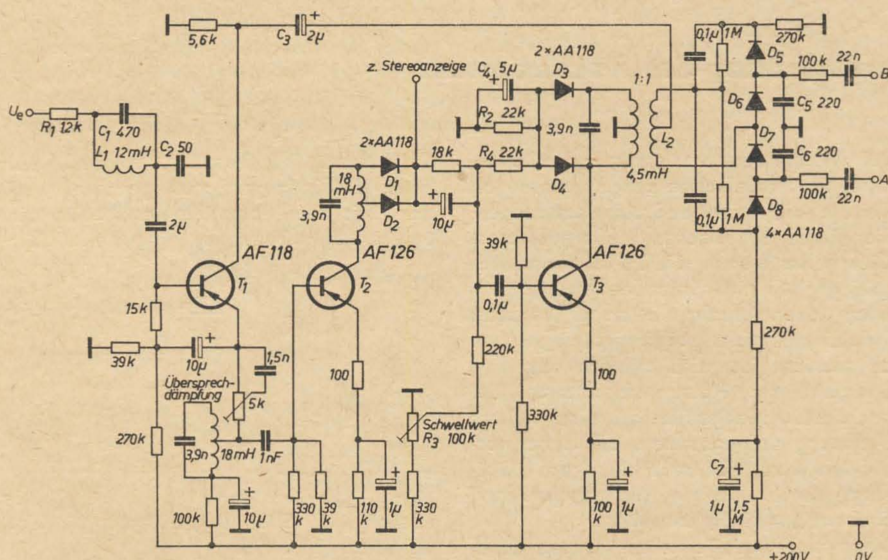


Bild 1: Schaltung des Stereodecoders RZ 52 10 von Siemens

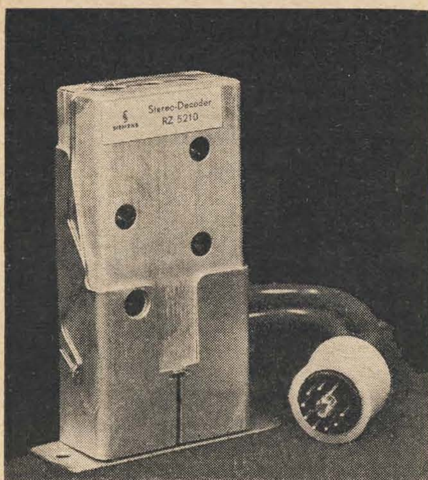


Bild 2: Ansicht des Decoders RZ 5210 mit Mehrfachkabel (Siemens-Pressebild)

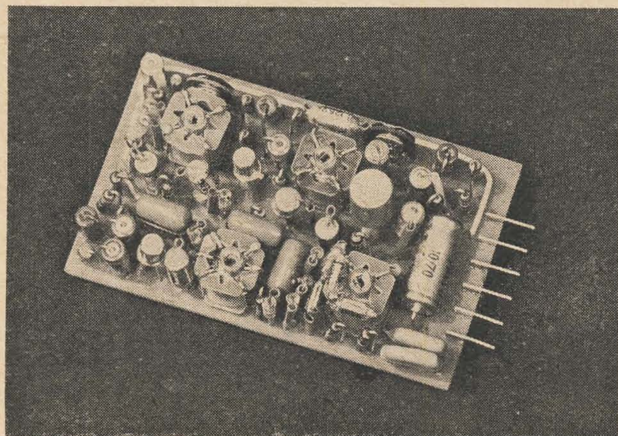


Bild 3: Die Platine mit dem Aufbau der Decoderschaltung. Man erkennt vier Spulen (Siemens-Pressebild)

und folglich auch keine Erzeugung des Hilfsträgers. Lediglich bei stark einfallenden Sendern wird die Sperrspannung (bei Stereosendungen) von den Amplituden des Pilottones kurzfristig überschritten. Diese Spitzen werden in T_3 verstärkt und erzeugen in dessen Kollektorkreis über die Dioden D_3 und D_4 an R_2 eine geringe Gleichspannung. Diese Spannung ist negativ gegen Masse und wirkt über R_1 der positiven Sperrspannung an den Verdopplerdioden D_1 und D_2 entgegen. Damit sind aber auch die durchgelassenen Spitzen des Pilottones größer, T_3 wird weiter ausgesteuert usw. Schließlich arbeiten die Dioden D_1 und D_2 in ihrer normalen Verdopplerfunktion.

Die Decodierung des Multiplexsignals erfolgt in den Dioden $D_5 \cdots D_8$. In den Unterlagen von Siemens wird diese Diodenkombination als Schalter bezeichnet, bei dem ... „nur die Spannungsspitzen auf die Ladekondensatoren (im Bild 1 sind sie mit C_5 und C_6 bezeichnet) durchgeschaltet werden". In der Tat handelt es sich bei der gezeigten Decoderschaltung n i c h t um einen Schalterdecoder, sondern um einen Hüllkurven-Spitzengleichrichter. Seine Wirkungsweise wurde bereits in einem anderen Beitrag in dieser Zeitschrift beschrieben.

Wie bereits erwähnt, wird die Stereodecodierung durch die schwellwertabhängige Schaltung vor T_3 nur bei starken, d. h. „stereowürdigen" Signalen vorgenommen. Der Grund ist leicht einzusehen: HF-Stereosignale haben einen etwa 20 dB schlechteren Signal/Rauschabstand als Monosignale vom gleichen Sender. Ein schwach einfallender Stereosender wäre demzufolge verrauscht und befriedigt nicht die Ansprüche des Hörers. Der Sender wird deshalb in solchen Fällen immer als „Monosender" empfangen. Zu diesem Zweck ist die Diodenkette D_5 bis D_8 an beide Pole der Speisespannung (etwa 47 V an C_7) geführt. Sie sind dadurch in Durchlaßrichtung vorgespannt, d. h., wirken bei Fehlen des Stereohilfsträgers als vernachlässigbar kleine Widerstände. Das Monosignal gelangt über T_1 zur Mittelanzapfung von L_2 und schließlich zu den Dioden $D_5 \cdots D_8$, die als normale Widerstände fungieren und das Signal gleichmäßig auf die Ausgänge A und B verteilen. Das gleiche geschieht bei schwachen, d. h. „nicht stereowürdigen" Multiplexsignalen. Hier wird allerdings nicht nur das Summensignal auf dem erwähnten Weg zu den Dioden $D_5 \cdots D_8$ geleitet, sondern auch die Seitenbänder des umgesetzten Differenzsignals. Eine Demodulation derselben kann nicht stattfinden, da der Träger fehlt. Sie werden in den Kondensatoren C_5 und C_6 gegen Masse geleitet, sind außerdem wegen ihrer hohen Frequenzlage unhörbar, wenn sie wirklich zu den Lautsprechern gelangten und von diesen auch wirklich abgestrahlt würden. Im Bild 2 ist der Decoder RZ 52 10 im geschlossenen Zustand zu sehen, im Bild 3 die Platine mit der Schaltung. Wie klein und kompakt der Decoder ist, geht auch aus Bild 4 hervor, das das Einsetzen in ein für diese Decoderschaltung vorbereitetes Rundfunkgerät zeigt. *St.*

Nach Siemens-Unterlagen

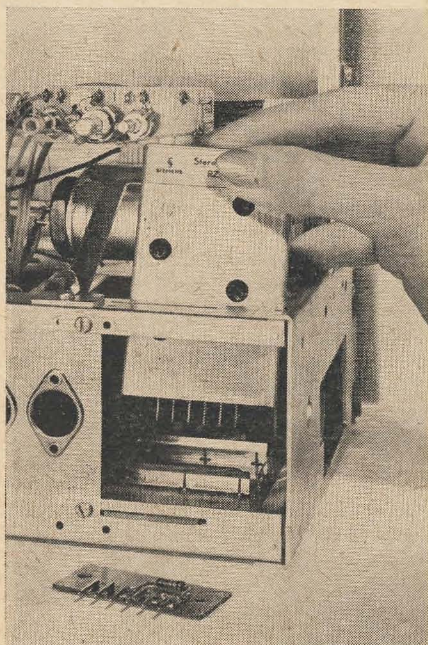
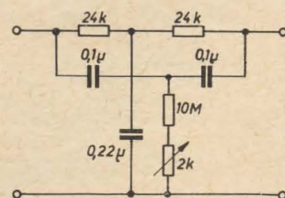


Bild 4: Einsetzen des Stereodecoders RZ 52 10 in einen dafür vorbereiteten Rundfunkempfänger (Siemens-Pressebild)

Aussiebung der Netzfrequenz

Bei Niederfrequenzmessungen, insbesondere bei Klirrfaktormessungen, stören oft kleinste eingestreute Brummspannungen. Sie führen zu falschen Meßergebnissen. Diesen Restbrumm mit LC-Filtern zu beseitigen ist nicht nur unbequem, sondern auch teuer. Wenn die dabei benutzte Induktivität nicht sorgfältig magnetisch abgeschirmt ist, wird nämlich aus dem Streufeld der Netztransformatoren benachbarter Meßgeräte oft eine höhere Spannung aufgenommen, als vorher vorhanden war. Man muß dann das Minimum durch Drehen der Spule (drei Ebenen) sorgfältig einpeilen.

Diese Unbequemlichkeiten können durch ein Doppel-T-Filter nach nebenstehendem Schaltbild beseitigt werden. Auf kurze Verbindungen muß geachtet werden. Mit dem Potentiometer P wird die exakte Sperrfrequenz eingestellt. Die



erreichbare Spannungsdämpfung liegt bei 45 dB ≈ 1 : 175.

Nach Radio-Electronics Mai 1964 B–

Die wichtigsten Eigenschaften von Planartransistoren

ERNST BOTTKE

Silizium-Planartransistoren werden vorerst vor allem in Geräten der kommerziellen Technik verwendet. Bei den zu erwartenden Fortschritten der Herstellungstechnik, die in beträchtlichen Selbstkostensenkungen ihren Ausdruck finden, werden sie jedoch binnen kurzem auch in die Unterhaltungselektronik eindringen. Bereits jetzt zeichnet sich ab, daß gewisse „kritische" Stufen der zukünftigen Fernsehempfänger mit Planartransistoren bestückt sein werden, z. B. die Endstufen für das Videosignal und für die Zeilenablenkung.
Angesichts dieser Tendenz erscheint es notwendig, unsere Leser im nachfolgenden Beitrag über die wichtigsten Eigenschaften von Planartransistoren zu unterrichten. Ihr prinzipieller Aufbau wurde bereits in radio und fernsehen 12 (1963), H. 14, erläutert.

Besonderheiten

In dem erwähnten Heft 14 wurde darauf hingewiesen, daß bei dem „einfachen" Planartransistor die Restspannung infolge des verhältnismäßig hohen Kollektorbahnwiderstandes groß ist. Das beschränkt seine Einsatzmöglichkeit als Leistungsschalter und in Endstufen. Wir können hier jedoch von den schaltungstechnischen Folgerungen aus dieser nachteiligen Eigenschaft absehen, da diese bei der Weiterentwicklung des Planartransistors zum Epitaxial-Planartransistor bereits beseitigt ist. Für Zeilenendstufen von Fernsehempfängern werden offenbar Epitaxial-Planartransistoren geeignet sein. In Vorverstärkerstufen und zum großen Teil auch in Kleinleistungsstufen können ohne wesentliche Nachteile „einfache" Planartransistoren eingesetzt werden, zumal diese auf absehbare Zeit preiswerter sein werden.
Was die HF-Eigenschaften von Silizium-Planartransistoren betrifft, so muß der Leser zunächst davor gewarnt werden, sie allgemein hinsichtlich ihrer Einsatzmöglichkeiten nur nach der Grenzfrequenz zu beurteilen oder sie gar Germaniumtransistoren gleicher Grenzfrequenz gleichzusetzen. Die Grenze der hochfrequenten Einsatzmöglichkeiten von Planartransistoren wird meistens vom Frequenzgang des Ausgangsleitwertes und von dem oft hohen Wert der Kollektorkapazität C_{ob} bestimmt.
Im Bild 1 ist als Beispiel die Abhängigkeit der Kapazität C_{ob} von der Kollektorspannung für den Planar-VHF-Transistor BFY 15 dargestellt. Der genannte Transistortyp hat im Mittel eine Grenzfrequenz von $f_T > 100$ MHz und eine Verlustleistung von 500 mW ohne Kühlblech. Er wird von der Herstellerfirma als Treiber für Leistungsstufen bis 10 MHz empfohlen. Hochfrequenzmäßig sehr viel günstiger ist der Planartransistor BFY 19. Über die bei diesem Typ ($f_T > 300$ MHz, $P_{C\,max} = 250$ mW) vorhandene Kollektorkapazität gibt uns Bild 2 eine Übersicht, während im Bild 3 der Real- und Imaginärteil des Ausgangsleitwertes Y_{22e} dargestellt ist. Aus Bild 4 entnehmen wir den Frequenzgang der Steilheit Y_{21e}. Um den Überblick zu vervollständigen, ist im Bild 5 noch die Frequenzabhängigkeit des Rückwirkungsleitwertes Y_{12e} wiedergegeben. Bemerkenswert ist, daß er im Bereich zwischen 1 und 20 mA vom Kollektorstrom unabhängig ist.
Der Unterschied der hochfrequenten Einsatzmöglichkeiten von Si-Planartransistoren und Ge-Transistoren geht auf die größere Rückwirkungszeitkonstante zurück. Diese Zeitkonstante ist das Produkt aus der Kollektorkapazität ($C_C \approx C_{ob}$) und dem inneren Basiswiderstand r_{bb}. Sie bestimmt das Verhältnis zwischen der Grenzfrequenz f_α (oder auch der f_T-Frequenz) und der max. Schwingfrequenz f_{max}, bei der unter optimalen Bedingungen die Leistungsverstärkung eines Transistors gleich Eins wird:

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_\alpha}{30\, r_{bb} \cdot C_C}}$$

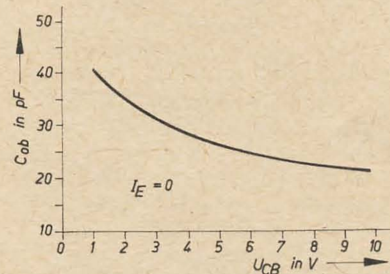


Bild 1: SEL-Transistor BFY 15. Mittelwert der Kollektorkapazität C_{ob} in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CB}

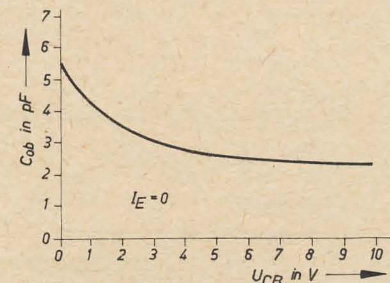


Bild 2: SEL-Transistor BFY 19. Kollektorkapazität C_{ob} in Abhängigkeit von der Kollektorspannung U_{CB}

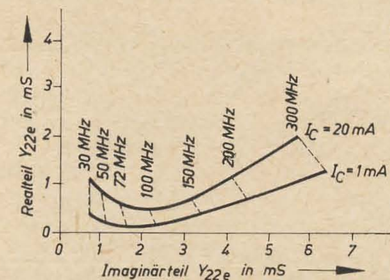


Bild 3: SEL-Transistor BFY 19. Real- und Imaginärteil von Y_{22e} bei verschiedenen Frequenzen und Kollektorströmen zwischen 1 und 20 mA, $U_{CE} = 9$ V

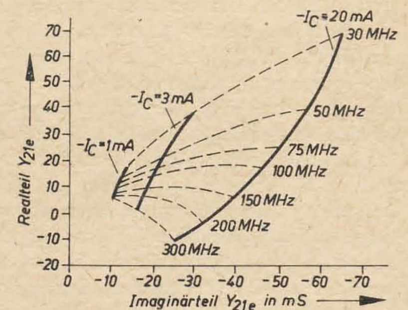


Bild 4: SEL-Transistor BFY 19. Real- und Imaginärteil der Steilheit Y_{21e} bei verschiedenen Frequenzen und Kollektorströmen zwischen 1 und 20 mA, $U_{CE} = 9$ V

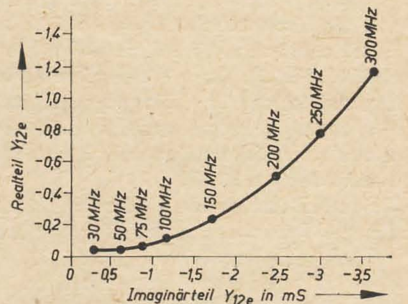


Bild 5: SEL-Transistor BFY 19. Real- und Imaginärteil des Rückwirkungsleitwertes Y_{12e} bei verschiedenen Frequenzen, $U_{CE} = 9$ V, Y_{21e} ist für $I_C = 1 \cdots 20$ mA konstant

Unter „ungünstigen" Bedingungen, die aus anderen Gründen manchmal nicht zu vermeiden sind, kann f_{max} sogar kleiner werden als f_α.

Vorteile

Ein besonderer Vorteil von Planartransistoren ist der äußerst niedrige Reststrom, der bei Vorstufentypen im Nanoampere-Bereich liegt. Bild 6 gibt einen

Überblick über die Größe und die Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes I_{CBO} des Transistors BFY 19.
Da der Kollektorstrom bekanntlich

$$I_C = I_{CBO} + B \cdot I_B$$

B $\triangleq$ Großsignalstromverstärkung
I_B $\triangleq$ Basisgleichstrom

ist, wird selbst bei der max. Sperrschichttemperatur der Anteil des Reststromes im Kollektorstrom I_C verschwindend klein sein. Mit der konventionellen Schaltung zur Stabilisierung des Arbeitspunktes von Transistoren (Bild 7) braucht deshalb nur die Streuung einer Stromverstärkungsgruppe weggeregelt zu werden. Der Basisspannungsteiler R_1/R_2 kann also hochohmiger gemacht werden. Da der Temperaturdurchgriff ($\triangleq$ Basisspannungsänderung je Grad Celsius bei konstantem Kollektorstrom) mit 2 mV/grd fast genau so groß ist wie bei Germaniumtransistoren, ist ein niederohmiger Basisspannungsteiler sogar ungünstig. Oft ist die einfache Schaltung nach Bild 8 günstiger, bei der ohne Rücksicht auf die Basisspannungsänderung $I_C \approx B \cdot I_B$ ist, sofern nur U_B groß gegen die Basisspannung U_{BE} ist. Bei dieser Schaltung, in der allerdings die Streuung des Stromverstärkungsfaktors sich voll auf die Kollektorstromeinstellung auswirkt, ist, was die Temperaturabhängigkeit betrifft, nur der Temperaturgang von B wirksam. Er liegt etwa bei $+5 \cdot 10^{-3}$/grd und könnte durch einen gleich hohen, positiven Temperaturkoeffizienten des Basisvorwiderstandes R_v kompensiert werden.
Der sehr niedrige Reststrom von Planartransistoren prädestiniert diese für den Einsatz in direktgekoppelten Gleichstromverstärkern. Die bekannte Darlington-Schaltung zur Erzielung hoher Eingangswiderstände läßt sich in der Praxis sinnvoll nur mit Planartransistoren realisieren.
Für den Einsatz von Planartransistoren im Niederfrequenzgebiet ist es günstig, daß die Stromverstärkung h_{21e} bei kleinen Kollektorströmen verhältnismäßig wenig abfällt (Bild 9). Da mit fallendem Kollektorstrom auch der Eingangswiderstand h_{11e} ansteigt, kommt man so zu „stromarmen" Verstärkerstufen mit Eingangswiderständen um 20 kΩ.
Kleine Kollektorströme sind auch hinsichtlich des Rauschens im NF-Gebiet günstiger als Ge-Transistoren (Bild 10). Für ihren Einsatz in den Eingangsstufen von Elektrokardiografen oder Magnettonverstärkern mit starker Tiefenanhebung spricht, daß das Funkelrauschen gegenüber Ge-Transistoren um etwa eine Oktave in Richtung niedriger Frequenzen verlagert werden konnte (Bild 11).
Für den Einsatz von Kleinleistungs-Planartransistoren im HF-Gebiet ist es wichtig, daß die Basis-Emitterstrecke bei ihnen mit 4···5 V in Sperrichtung beansprucht werden darf. Bei Ge-HF-Transistoren, die heute ausschließlich nach dem Diffusionsverfahren hergestellt werden, sind nur 0,7···1 V zulässig. Das ist selbst für die Eingangsstufen von Kommandoempfängern unzureichend, deren Vorstu-

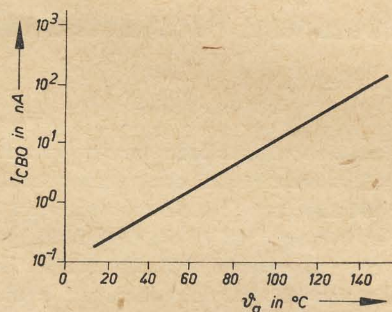


Bild 6: SEL-Transistor BFY 19. Kollektorreststrom I_{CBO} in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur ϑ_a, $U_{CB} = 9$ V

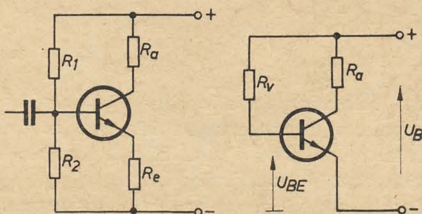


Bild 7 (links): Konventionelle Schaltung zur Arbeitspunktstabilisierung
Bild 8 (rechts): Einfachere Schaltung zur Arbeitspunkteinstellung

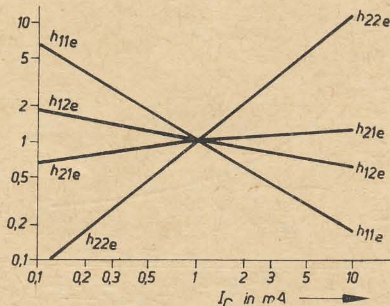


Bild 9: SEL-NF-Planartransistor BCY 51. Relative Änderung der h-Parameter (f = 1 kHz, $U_{CE} = 5$ V) in Abhängigkeit vom Kollektorstrom I_C

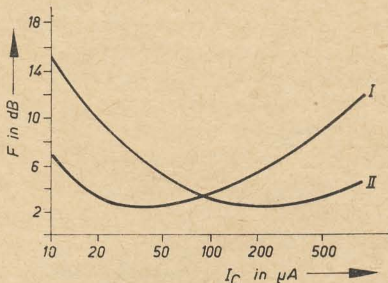


Bild 10: SEL-NF-Planartransistor BCY 51. Rauschfaktor F in Abhängigkeit vom Kollektorstrom. $U_{CE} = 5$ V, Bandmittenfrequenz 1 kHz, I. Generatorinnenwiderstand 10 kΩ, II. Generatorinnenwiderstand 1 kΩ

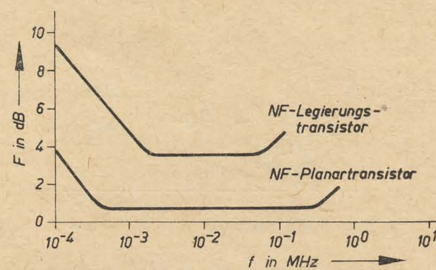


Bild 11: Rauschfaktor F in Abhängigkeit von der Frequenz

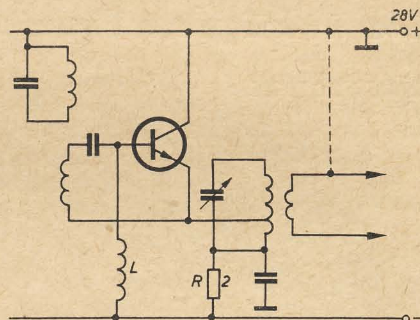


Bild 12: Schaltbild einer HF-Leistungsverstärkerstufe mit einem Si-Planartransistor für 27,1 MHz

fentransistoren bei zu geringem Abstand von der Sendeantenne mehr als einmal ausfielen. Si-Planartransistoren dagegen können ausgezeichnet in Verstärkern der Klasse C betrieben werden. Im Bild 12 ist eine fremdgesteuerte Kleinleistungsstufe dargestellt, die bei 27,12 MHz annähernd im C-Betrieb arbeitet. Dabei wurde darauf Rücksicht genommen, daß der Kollektor der meisten Planartransistoren für kleine Leistungen leitend mit dem Gehäuse verbunden ist. Der Kollektor führt in dieser Schaltung kein HF-Potential und kann zur besseren Abführung der Verlustwärme mit dem Chassisblech verbunden werden. Bemerkenswert ist die Induktivität L, die zur Neutralisation der Kollektorkapazität dient. Es sollte sein:

$$L \approx \frac{1}{\omega C_{ob}}$$

Der Widerstand R ist 1···2 Ω groß und dient lediglich zur Strombegrenzung.
Eine Darlegung der Eigenschaften von Planartransistoren kann nicht beendet werden, ohne auf ihre hohe Zuverlässigkeit und Lebensdauer hinzuweisen. In den USA durchgeführte Belastungstests lassen auf eine mittlere Ausfallrate von 10^{-8}/h schließen. Für beste Ge-Transistoren ergeben sich demgegenüber Ausfallraten, die ein bis zwei Größenordnungen schlechter sind.
Als Si-Transistor ist für den Planartransistor eine etwa doppelt so hohe max. Sperrschichttemperatur zulässig (150 bis 175 °C). Dadurch wird die Temperaturdifferenz zwischen Gehäuse (oder Kühlblech) und der Umgebung etwa in demselben Maße größer und die Abführung der Verlustwärme verbessert. Vorstufentransistoren, die meistens in ein Gehäuse von etwa 5 mm Höhe und 5 mm Durchmesser eingebaut werden, können in Planarausführung bei einer Umgebungstemperatur von 45 °C mit etwa 250 mW belastet werden, sofern der Kollektor leitend mit dem Gehäuse verbunden ist. Ist der Kollektor isoliert, sind etwa 200 mW zulässig.
Der dichte Abschluß der Kristalloberfläche bei Planartransistoren ermöglicht es auch, auf Gehäuse der bisher üblichen Art zu verzichten und das Kristallplättchen statt dessen mit Kunststoff zu umhüllen. Laborversuche mit „nackten" Planar-Kristallelementen zeigten selbst nach Salzsprühtests keine Veränderung des sonst so empfindlich reagierenden Reststromes.

Eigenschaften von VHF- und UHF-Richtantennen und ihre Messung

Ing. EBERHARD SPINDLER

Mitteilung aus dem VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Teil 3 und Schluß

Messung des Gewinns

Vergleichsmethode

Diese Methode ist international üblich und gestattet die direkte Messung des praktischen Gewinns. Wird die angezeigte Spannung zur Gewinnbestimmung herangezogen, so gilt entsprechend

$$G = 20 \lg \frac{U_a}{U_N} \quad \text{in dB}$$

Dabei ist U_a die maximal angezeigte Spannung der zu messenden Antenne und U_N die vom abgestimmten $\lambda/2$-Dipol im gleichen Feld am Meßgerät hervorgerufene Spannung. Beide Antennen setzt man dabei wechselseitig an die gleiche Stelle im Meßfeld. Bei der Messung sind die Bedingungen, die bereits im Abschnitt „Messung des Richtdiagramms" im Heft 6 (1965) angeführt wurden, zu beachten.

Die Bestimmung der vollständigen Strahlungscharakteristik ist sehr umständlich. Man begnügt sich meist mit der Auswertung des Diagramms einer Antenne in einer Ebene. Ist das Strahlungsdiagramm einer Antenne näherungsweise rotationssymmetrisch, z. B. bei großen Flächenstrahlern, so ist der durch diese Methode entstehende Fehler relativ klein. Ist das Diagramm jedoch nicht rotationssymmetrisch, so müssen je nach Antennentyp und Diagrammform zusätzliche Korrekturwerte eingeführt werden. Im folgenden sind ausschließlich Diagramme von Längsstrahlern aus Dipolen betrachtet (z. B. Yagiantennen). Das Diagramm eines Längsstrahlers entsteht wie bereits angegeben und hat bei der Annahme von Grundstrahlern mit kugelförmiger Richtcharakteristik etwa das im Bild 9 dargestellte prinzipielle Aussehen. Das Diagramm der H-Ebene bei Dipolantennen ist mit einem Schnitt durch dieses Diagramm identisch, da ein Dipol in der H-Ebene eine kreisförmige Charakteristik hat. Das Diagramm der E-Ebene des Dipols verläuft etwa nach der bekannten cos-α_E-Funktion (Achtercharakteristik). Das Diagramm der E-Ebene einer Yagiantenne entsteht also näherungsweise, wenn man das Diagramm der H-Ebene mit dieser cos-α_E-Funktion multipliziert.

$$\left(\frac{E}{E_{max}}\right)_E \approx |\,f(\alpha_E)\,| = |\,f(\alpha_H) \cdot \cos \alpha_E\,|$$

Genauere Ergebnisse erhält man, wenn man anstelle der cos-α_E-Funktion die Gleichung des $\lambda/2$-Dipols der E-Ebene setzt (Kurve b im Bild 2).

Bei der Diagrammaufnahme genügt es also, wenn nur das Diagramm der H-Ebene aufgenommen wird, denn das Diagramm der E-Ebene läßt sich genügend genau durch Umrechnung ermitteln. Entsprechend der Dipolcharakteristik hat eine Dipolantenne in der E-Ebene grundsätzlich immer Nullstellen bei 90/270 Grad. Durch den Zusammenhang der Diagramme beider Ebenen ist es möglich, den Gewinn bei Dipolantennen nur aus einem Diagramm zu bestimmen.

Eine weitere vereinfachte Methode ist die Gewinnbestimmung aus den Öffnungswinkeln beider Ebenen. Man kann die außerhalb der Hauptkeule abgestrahlte Leistung meistens vernachlässigen, wenn die Nebenkeulendämpfung $d_n > 12$ dB ist. In diesem Fall lassen sich anstelle der äquivalenten Raumstrahlungswinkel auch die Öffnungswinkel der Hauptstrahlungskeule in einer Ebene zur Gewinnberechnung heranziehen. Nach entsprechender Umrechnung erhält man den Gewinn bei Anpassung bezogen auf den $\lambda/2$-Strahler nach folgender Gleichung:

$$G = 10 \lg \frac{24\,000}{\alpha_E \cdot \alpha_H} \quad \text{in dB}$$

Dabei ist α_H der vertikale und α_E der horizontale Öffnungswinkel der Hauptkeule bei horizontaler Polarisation. Bild 11 zeigt die grafische Darstellung dieser Funktion.

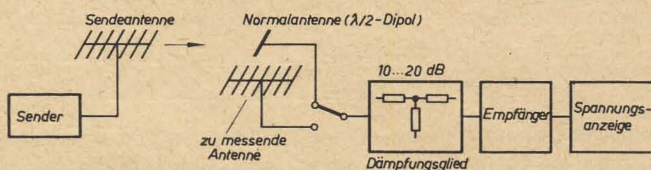
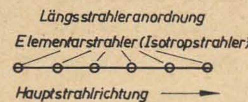


Bild 8: Gewinnmessung mit der Vergleichsmethode



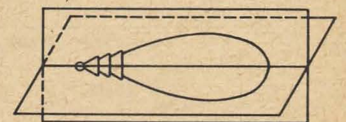


Bild 9: Längsstrahleranordnung aus Isotropstrahlern und räumliche Darstellung der entstehenden Strahlungscharakteristik

Gewinnermittlung aus dem Diagramm

Wie bereits bei der Gewinndefinition erläutert, kann der Gewinn auf einen verlustlosen Kugelstrahler bezogen werden (Strahlungsgewinn). Die Strahlung eines Kugelstrahlers entspricht jedoch dem Mittelwert der nach allen Richtungen abgestrahlten Leistung einer beliebigen Antenne. Setzt man also den Maximalwert des Diagramms (Hauptstrahlungskeule) ins Verhältnis zum Mittelwert der gesamten Strahlung, so erhält man direkt den Strahlungsgewinn, bezogen auf den angepaßten verlustlosen Kugelstrahler. Eine Umrechnung auf andere Vergleichsstrahler ist nach Tabelle 1 im Heft 6 (1965), S. 166 durchzuführen.

Eine weitere Möglichkeit zur Gewinnermittlung ist die Berechnung des äquivalenten Raumstrahlungswinkels der zu messenden Antenne. Das ist der Raumwinkel, in dem die gesamte Strahlungsleistung enthalten ist bei gleicher Strahlungsdichte wie in der Hauptstrahlrichtung. Durch das Verhältnis der äquivalenten Raumstrahlungswinkel eines Vergleichsstrahlers mit dem äquivalenten Raumstrahlungswinkel der zu messenden Antenne ist ebenfalls der Strahlungsgewinn festgelegt.

$$G = \frac{\Omega_N}{\Omega_a}$$

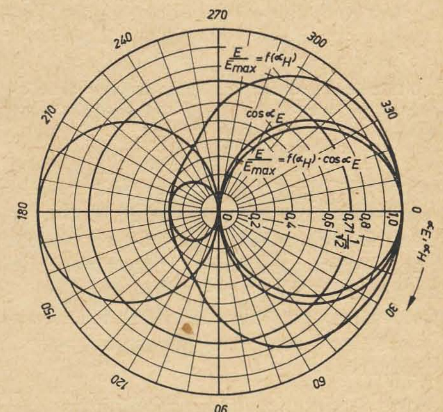


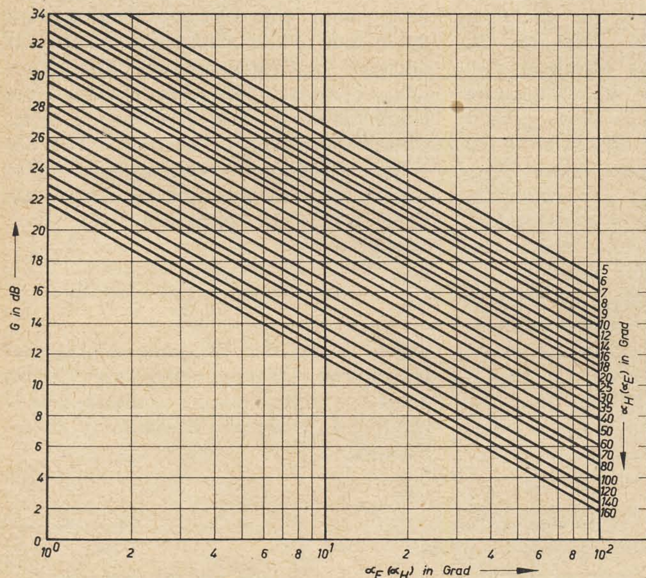
Bild 10: Diagramm einer 4-Element-Yagiantenne der H-Ebene $E/E_{max} = |\,f(\alpha_H)\,|$, des Elementardipols in der E-Ebene $E/E_{max} = |\cos \alpha_E|$ und des sich näherungsweise ergebenden Diagramms der E-Ebene der 4-Element-Yagiantenne $E/E_{max} = |\,f(\alpha_E)\,| \approx |\,f(\alpha_H) \cdot \cos \alpha_E\,|$

Um den praktischen Gewinn zu ermitteln, muß man noch den Gewinnverlust durch Fehlanpassung berücksichtigen. Man erhält den praktischen Gewinn zu $G_{prakt} = G - G_v$, wobei sich der Gewinnverlust G_v nach folgender Gleichung mit dem Stehwellenverhältnis $s = U_{max}/U_{min}$ ergibt.

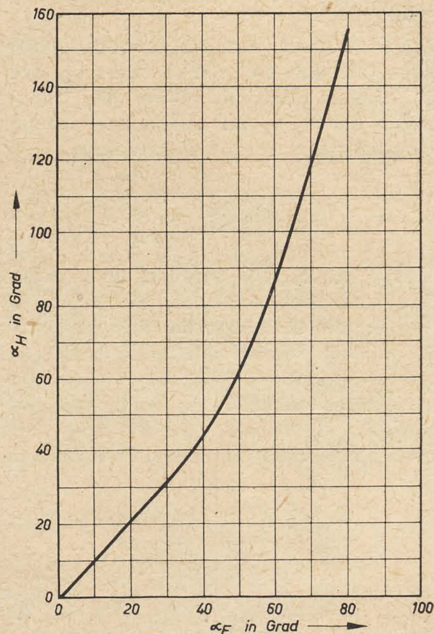
$$G_v = 10 \lg \frac{(1+s)^2}{4\,s}$$

Die grafische Darstellung zeigt Bild 12. Durch die Berechnung des Zusammenhangs zwischen dem Diagramm der E- und H-Ebene bei Dipolantennen ergibt sich auch ein näherungsweiser Zusammenhang der Öffnungswinkel der Hauptkeule.
Den Zusammenhang zwischen diesen beiden Winkeln zeigt Bild 13. Aus diesem Zusammenhang ergibt sich zwangsläufig das 3-dB-Dämpfungsglied aus dem Leitungsweg heraus und dreht die Antenne nach jeder Richtung soweit, bis das Meßgerät jeweils den gleichen Vergleichswert anzeigt wie in der Hauptstrahlrichtung mit Dämpfungsglied, so ist der eingeschlossene Winkelbereich der Öffnungswinkel der jeweiligen Ebene. Die Anzeige braucht bei dieser Messung nicht unbedingt linear zu sein.

man auf den Grundstrahlern konstante Stromverteilung voraussetzt. Ist die räumliche Anordnung dieser Grundstrahler und die entsprechende phasenrichtige Erregung so, daß sich im Fernfeld der Gesamtstrahlungsvektor als Summe aller Einzelvektoren mit dem Phasenunterschied 0 ergibt, so entsteht daraus ein absolutes Maximum der Strahlung und damit maximaler Gewinn.



◄ **Bild 11: Der Antennengewinn (Strahlungsgewinn) G von Antennen als Funktion der Öffnungswinkel der Hauptkeule der E- und H-Ebene α_E und α_H bezogen auf den $\lambda/2$-Dipol**



► **Bild 13: Zusammenhang zwischen den Öffnungswinkeln der Hauptkeule einer Längsstrahler-Dipolantenne (Yagi) in der E- und H-Ebene α_E und α_H**

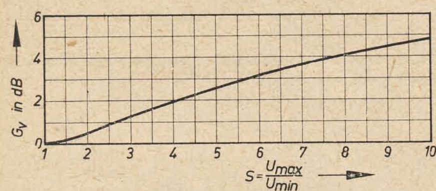


Bild 12: Der Gewinnverlust G_v als Funktion der Fehlanpassung ausgedrückt durch die Welligkeit $s = U_{max}/U_{min}$ einer Antenne

auch die Möglichkeit der Gewinnermittlung aus nur einem Winkel, entweder dem Öffnungswinkel der E- oder dem der H-Ebene. Diesen Zusammenhang zeigt Bild 14.
Bei allen vorstehenden Betrachtungen wurde der Antennenwirkungsgrad $\eta_a = 1$ gesetzt.

Messung des Vor/Rück-Verhältnisses

Die Messung dieses Kennwertes erfolgt sinngemäß, wie bei der Messung des Richtdiagramms beschrieben. Die Ermittlung des Kennwertes erfolgt nach der Definition.

Messung der Öffnungswinkel

Die Öffnungswinkel können direkt aus dem Diagramm entnommen werden. Eine genauere Messung kann durchgeführt werden, wenn man bei einem Meßaufbau nach Bild 5 ein Dämpfungsglied von 3 dB zusätzlich verwendet. Man stellt die Hauptempfangsrichtung der Antenne auf die Sendeantenne ein und schaltet zwischen Kabel und Meßempfänger das 3-dB-Dämpfungsglied. Der angezeigte Wert des Meßgerätes dient jetzt als Vergleichswert. Nimmt man anschließend

Bei Yagiantennen genügt auch hier meist die Messung des Winkels einer Ebene, der andere Winkel ergibt sich nach Bild 13.

Messung der Nullstellen

Die Meßanordnung ist die gleiche, wie bei der Diagrammessung beschrieben. Als Nullstellen können praktisch alle Werte angesehen werden, die etwa 36 dB unter dem Maximalwert der Hauptkeule liegen. Bei der Messung wird insbesondere der bereits beschriebene Meßfehler der Nullstellenauffüllung wirksam. Die Nullstellen können selbstverständlich auch aus dem Diagramm entnommen werden. Zu beachten ist bei Dipolantennen das zwangsläufige Vorhandensein bei 90/270 Grad in der E-Ebene.

Messung der Nebenkeulendämpfung

Die Werte der Nebenkeulen werden zweckmäßig aus dem Diagramm entnommen. Der Kennwert wird entsprechend der Definition gebildet.

Allgemeine Betrachtungen über den Gewinn von Antennen

In Veröffentlichungen stößt man immer wieder auf Beschreibungen von „Wunderantennen" mit außergewöhnlich guten Eigenschaften, besonders mit hohem Gewinn. Die Entstehung des Gewinns wurde in diesem Beitrag erläutert. Das Strahlungsdiagramm entsteht, wie auch angegeben wurde, aus der linearen Superposition der Strahlungsfelder von Elementarstrahlern.
Ein Maximum an Bündelung der Energie und damit an Gewinn erhält man, wenn

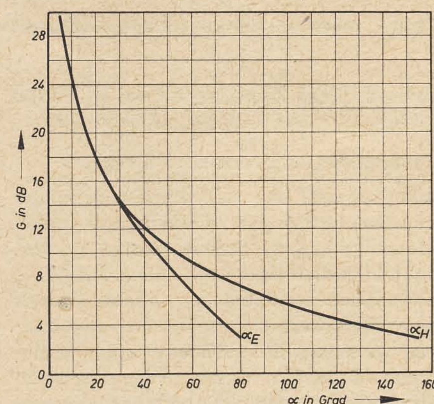


Bild 14: Der Gewinn (Strahlungsgewinn) von Längsstrahler-Dipolantennen als Funktion des Öffnungswinkels der Hauptkeule in der E- oder H-Ebene α_E oder α_H bezogen auf den $\lambda/2$-Dipol

Von besonderer Bedeutung ist in diesem Zusammenhang die räumliche Ausdehnung einer Antenne. Allgemein gilt, daß mit größerer räumlicher Ausdehnung die Hauptkeule schmaler und damit der Gewinn größer wird. Über eine gewisse räumliche Ausdehnung hinaus entstehen bei bestimmten Anordnungen der Grundstrahler Nebenkeulen, durch die der Gewinn wieder absinken kann. Die Gesamtstromverteilung in der Gesamtanordnung kann in der Hauptsache durch die Belegungsdichte mit Grundstrahlern beeinflußt werden.
Zusammenfassend kann man also sagen, daß der Gewinn einer Antenne von der Stromverteilung auf den Elementen, der

Größe der räumlichen Anordnung, der phasenrichtigen Erregung der Grundstrahler und der Belegungsdichte des Raumes mit Grundstrahlern abhängig ist. Für die letztgenannte Bedingung gibt es wirtschaftlich bedingte Optimalwerte.
Sind die genannten Bedingungen optimal erfüllt, so gibt es keine Möglichkeit der Gewinnerhöhung mehr.
Als Beispiele von Antennen, denen besonders hohe Gewinnwerte nachgesagt wurden bzw. werden, seien die Schlitzantenne, die Cubical-Quad-Antenne und die sogenannte Schweizer Antenne angeführt. Die tatsächlichen Kennwerte dieser Antennen bewegen sich durchaus auch in üblichen Größenordnungen und sind keinesfalls überdurchschnittlich gegenüber denen anderer Antennenformen. Eine Bemerkung sei jedoch noch speziell zur Cubical-Quad-Antenne gemacht. Diese Antenne ist besonders bei Amateuren bekannt und weit verbreitet. Ihr werden sagenhafte Gewinnwerte (bis 18 dB) zugeschrieben, die sie tatsächlich niemals erreicht oder auch nur annähernd erreichen kann.
Die so entstandenen Angaben haben eine ganz bestimmte Ursache. Diese Antenne wird oft im Kurzwellenbereich verwendet. Bei dieser Übertragung treten jedoch bei der Ausbreitung Polarisationsdrehungen des Feldes ein. Wird also eine Antenne mit linearer Polarisation zum Vergleich des Empfangsergebnisses herangezogen, so kann sich unter den angedeuteten Bedingungen ein scheinbarer Gewinn der Cubical-Quad-Antenne ergeben, denn diese ist elliptisch polarisiert. Der so festgestellte Gewinn ist daher nichts weiter als ein Ausgleich der „Polarisationsdämpfung", der Fehler kann praktisch in der Größe bis etwa 30 dB (!) schwanken.
Nun noch ein Wort zur Schweizer Antenne. Sie ist linear polarisiert. Ihr großer Vorteil ist, daß bei nur zwei Elementen ein sehr hohes Vor/Rück-Verhältnis erreicht werden kann. Bei optimaler Dimensionierung entsteht bei 180 Grad eine Nullstelle, und das Diagramm hat die Form der Cardioide in der H-Ebene. Das Diagramm der E-Ebene ergibt sich zwangsläufig daraus, das wurde für Dipolantennen bereits erläutert. Neben der Hauptkeule entstehen also in der E-Ebene zwei Nebenkeulen im Winkelbereich zwischen 90 Grad und 270 Grad. Der Gewinn beträgt dabei 3 dB, bezogen auf den Halbwellendipol.
Aus dem Dargelegten folgt also, daß Gewinnangaben nur aussagekräftig sind, wenn man die Umstände kennt, unter denen sie entstanden sind.
Bei Fernsehempfangsantennen sind diese Bedingungen standardisiert, alle Angaben der Industrie beziehen sich ausschließlich auf diese Definitionen und Bedingungen.

Literatur

[1] Fränz, K. und Lassen, H.: Antennen und Ausbreitung. 2. Auflage. Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg, 1956
[2] Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook. First Edition, Mc Graw-Hill Book Company, Inc. New York, Toronto, London, 1961
[3] Uda, S. and Mushiake, Y.: Yagi-Uda-Antenna. Sasaki Printing and Publishing Co, Ltd. Sendai, Japan, 1954
[4] Rothe/Spindler: Antennenpraxis. VEB Verlag Technik, Berlin, 1964

Berechnung des ohmschen Lastwiderstandes für Kaltkatodenröhren bei Wechselspannungsbetrieb

Ing. W. MÜLLER

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Kaltkatodenröhren, die eigentlich für Gleichspannungsbetrieb propagiert werden, können durchaus mit Wechselspannung betrieben werden, wenn deren technische Daten und Eigenschaften Berücksichtigung finden.
Diese Röhren sind vom Anwendungszweck her und aus bestimmten anderen Gründen mit einer relativ geringen Anodensperrspannung versehen. Die Gefahr der Zerstörung dieser Röhren durch Rückzündungen ist daher naheliegend. Diese Auswirkungen lassen sich durch einen bedingten Wechselspannungsbetrieb, dem sogenannten „Halbwellenbetrieb", unterdrücken.
Diese Bezeichnungsweise hat sich für die Betriebsart unter Verwendung eines Gleichrichters als Begriff eingeführt, obwohl er nicht exakt ist, da für Kaltkatodenröhren in jedem Fall Halbwellenbetrieb vorliegt. Es ist dabei gleichgültig, ob ein in die Schaltung eingefügter Gleichrichter Rückzündungen zu vermeiden hat oder ob die für Wechselspannungsbetrieb geeigneten Röhren direkt am Netz betrieben werden.
In beiden Betriebsfällen errechnet sich der Lastwiderstand nach anderen Gesichtspunkten, als das bekannterweise bei Gleichspannungsbetrieb der Fall ist.
An einem speziellen Beispiel, nämlich Halbwellenbetrieb für die Anzeigeröhren Z 560 M und Z 561 M wird dieses Problem erläutert.
Zuvor werden aber die nachstehenden Ströme einer näheren Erläuterung unterzogen, da sie maßgeblich auf die Funktionssicherheit der Röhren Einfluß nehmen. Diese Betrachtungen gelten analog auch für Kaltkatoden-Relaisröhren.

1. $I_K \triangleq$ mittlerer Katodenstrom. Der mittlere Katodenstrom wird in den Kenndaten durch zwei Grenzwerte eingeschränkt.
   $I_{K\,min} = 1{,}0$ mA. Dieser Wert sollte im Interesse einer guten Glimmlichtbedekkung – und bei Anzeigeröhren somit Ablesbarkeit der Symbole – nicht unterschritten werden.
   $I_{K\,max} = 2{,}5$ mA. Der Maximalwert darf im Interesse einer langen Lebensdauer dieser Röhre auf keinen Fall überschritten werden.
2. $\hat{\imath}_{ks} = 10$ mA. Aus den bei $I_{K\,max}$ angeführten Gründen ist auch hier Sorge zu tragen, daß die in der Röhre auftretenden Spitzenströme nicht größer als $\hat{\imath}_{ks} = 10$ mA sind.

Für reinen Wechselstrombetrieb, wie im Bild 1 dargestellt, sind diese Röhren nicht geeignet. Die periodisch auftretenden negativen Halbwellen führen innerhalb der Entladungsstrecke zu ungewollten Rückzündungen, die schließlich die Röhren zerstören.
Um trotzdem ohne großen Aufwand einen Wechselstrombetrieb zu ermöglichen, empfiehlt sich die Schaltung nach Bild 2. Durch Einfügen eines Gleichrichters in den Anodenkreis der Röhre ist nunmehr verhindert, daß die negativen Halbwellen zur Anode gelangen. Da auf die die Wechselspannung glättenden Bauelemente verzichtet werden kann, handelt es sich folglich um Halbwellenbetrieb entsprechend dem Bild 3.
Im folgenden Abschnitt werden einige Gesichtspunkte behandelt, die es erlauben, für die jeweils zur Verfügung stehende Betriebswechselspannung den zugehörigen Arbeitswiderstand R_a zu ermitteln.
R_a ist als Verbraucher aufzufassen. In ihm soll auch der ohmsche Widerstand der Transformatorwicklung enthalten sein. Damit die Röhre bei anliegender Spannung zündet, ist folgende Voraussetzung zu erfüllen:

$$\sqrt{2} \cdot U_{Tr} > U_Z \qquad (1)$$

bzw.

$$\frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}}{U_Z} = K > 1 \qquad (2)$$

$U_Z \triangleq$ Zündspannung

Nach erfolgter Zündung fällt die Spannung an den Elektroden der Röhre auf die Brennspannung U_B ab.

Im Bild 4 ist der Spannungsverlauf an der Röhre dargestellt.
Der Momentanwert des Stromes ist

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr} \sin \varphi - U_B}{R_a} \qquad (3)$$

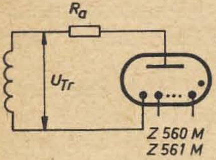


Bild 1: Unzulässiger Wechselspannungsbetrieb von Anzeigeröhren

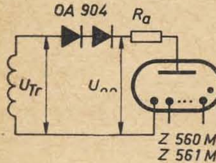


Bild 2: Halbwellenbetrieb von Anzeigeröhren

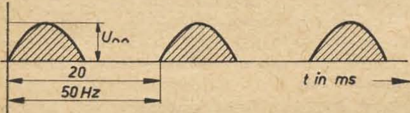


Bild 3: Spannungsverlauf (Halbwellen) nach den Dioden

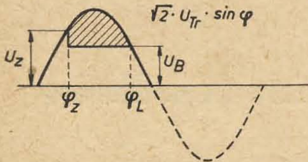


Bild 4: Spannungsverlauf an der Anzeigeröhre

Betrachtet man Bild 4, so ist es naheliegend, den mittleren Strom I_K in den Grenzen φ_Z und φ_L durch Integration und Division durch 2π zu ermitteln.
Das kleine Flächendreieck, das sich durch den Zündeinsatz ergibt, kann vernachlässigt werden.

$$I_K = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi_Z}^{\varphi_L} i \cdot d\varphi \qquad (4)$$

Für i wird Gl. (3) eingesetzt.

$$I_K = \frac{1}{2\pi \cdot R_a} \int_{\varphi_Z}^{\varphi_L} \left(\sqrt{2}\, U_{Tr} \cdot \sin\varphi - U_B\right) d\varphi \qquad (5)$$

Der Übersicht wegen wird der Klammerausdruck im Integral vereinfacht und für

$$\frac{U_B}{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}} = a \qquad (6)$$

gesetzt.

Es ergibt sich dann die Beziehung

$$I_K = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}}{2\pi \cdot R_a} \int_{\varphi_Z}^{\varphi_L} (\sin\varphi - a)\, d\varphi \qquad (7)$$

und nach einigem Umformen

$$I_K = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}}{\pi \cdot R_a} \left(\sqrt{1 - a^2} - a \arccos a\right) \qquad (8)$$

Die Gleichung wird nach R_a aufgelöst, da bei gegebenem I_K der Arbeitswiderstand R_a für verschiedene U_{Tr} errechnet werden soll.

$$R_a = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}}{\pi \cdot I_K} \left(\sqrt{1 - a^2} - a \arccos a\right) \qquad (9)$$

Der auftretende Spitzenwert des Stromes $\hat{i}_{ks}$ liegt bei $\varphi = 90°$.

$$\hat{i}_{ks} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr} (\sin\varphi - a)}{R_a}$$

ergibt

$$\hat{i}_{ks} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr} (1 - a)}{R_a} \qquad (10)$$

Um die Berechnung der Widerstände für R_a und des sich ergebenen Spitzenstromes $\hat{i}_{ks}$ übersichtlich zu gestalten, werden verschiedene Ausdrücke der Gln. (9) und (10) tabellarisch zusammengefaßt. Die Werte gelten für einen festgelegten mittleren Katodenstrom $I_K = 1{,}5$ mA.
Es gilt für den Ausdruck aus Gl. (9)

$$\sqrt{1 - a^2} - a \arccos a = Q$$

Q ist als Funktion des Spannungsverhältnisses a (Gl. 6) aus der Kurve im Bild 5 zu entnehmen.
Als Gleichrichter wurden zwei in Reihe geschaltete Si-Dioden OA 904 verwendet, da die Sperrspannung einer Diode mit $U_{KA} = 250$ V gegenüber dem max. auftretenden Scheitelwert der Wechselspannung $300\text{ V} \cdot \sqrt{2} = 425$ V nicht ausreicht, diese vor Zerstörung zu schützen. Durch die Reihenschaltung wird eine ausreichende Sperrspannung gewährleistet. Die Si-Dioden haben neben ihrem kleinen Volumen den Vorteil, daß die über sie abfallende Spannung vernachlässigt werden kann. Sie ist kleiner als 1 V.
Die in der Tabelle zusammengefaßten und gegenübergestellten Werte ergaben, daß die theoretisch ermittelten Größen gut mit den gemessenen übereinstimmen. Die geringfügigen Abweichungen resultieren im wesentlichen durch die Toleranzen der Widerstände für R_a.

Arbeitswiderstände für Kaltkatoden-Relaisröhren

Die dargestellten Überlegungen gelten – wie bereits im übertragenen Sinne erwähnt – auch für Kaltkatoden-Relaisröhren oder ähnlich gelagerte Fälle, in denen Gasentladungsröhren betrieben werden. Für Kaltkatoden-Relaisröhren mit einer mittleren Brennspannung von $U_B = 110$ V und 220 V Wechselspannung als Betriebsspannung gilt in guter Näherung der im Bild 6 wiedergegebene Kurvenzug. Aus ihm läßt sich für einen gewünschten mittleren Röhrenstrom I_k der erforderliche Arbeitswiderstand R_a entnehmen.

Diese Informationen erfolgen ohne Berücksichtigung der Schutzrechtslage.

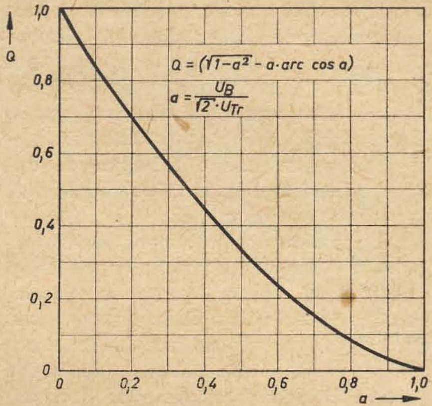


Bild 5: Q als Funktion des Spannungsverhältnisses a

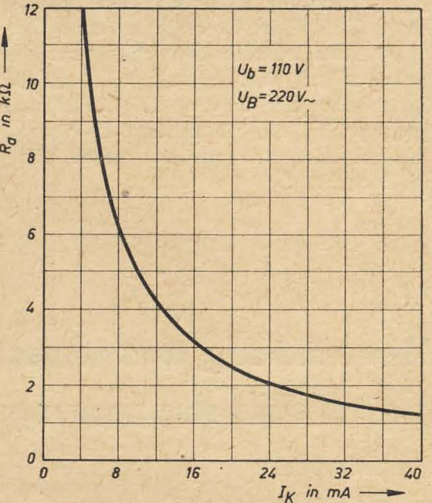


Bild 6: Arbeitswiderstände als Funktion des Katodenstromes. (Die Werte für U_b und U_B sind vertauscht)

Literatur

[1] Kretzmann, R.: Handbuch der industriellen Elektronik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
[2] Bronstein - Semendjajew: Taschenbuch der Mathematik. Teubner-Verlag, Leipzig

Zusammenstellung der verschiedenen Werte

U_{Tr} in V	$a = \frac{U_B}{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}}$	Q (Kurve 5)	$U_{Tr} \cdot Q$	$\frac{\sqrt{2}}{\pi \cdot I_K}$; ($I_K = 1{,}5$ mA)	$R_a = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{Tr}}{\pi \cdot I_K} Q$	R_a (gewählt) in kΩ	$\hat{i}_{ks}$; Gl. (10)
170	0,56	0,27	46,0	0,3	13,7	15	7,0
220	0,43	0,41	90,0	0,3	27,0	27	6,5
250	0,38	0,47	117,5	0,3	35,2	36	6,0
300	0,32	0,55	165,0	0,3	49,5	51	5,7

Blinkrufanlage mit Anzeigeröhren

Ing. P. SCHUH

Mitteilung aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Ein interessantes Einsatzgebiet für Kaltkatodenröhren ergibt sich in Rufanlagen, die z. B. in Institutionen mit starkem Personenverkehr, wie Banken, Ministerien, Flughäfen und Polikliniken, eingesetzt werden können. Die digitale Anzeige von Ziffern, Buchstaben oder Symbolen erfolgt durch entsprechende Anzeigeröhren (in unserem Falle Z 560 M, Z 561 M), die durch eine Multivibratorschaltung rhythmisch aufleuchten. Es ist nachgewiesen, daß blinkende Lichtsignale in größerem Maße zur Aufmerksamkeit zwingen und daher eher beachtet werden.
Im folgenden wird der Aufbau von zwei Multivibratorschaltungen mit der Z 660 W und der Z 860 X beschrieben. Ferner wird die Anwendungsmöglichkeit der neuen Kaltkatodenröhre Z 863 X untersucht.

Wirkungsweise der Multivibratorschaltung

In der Multivibratorschaltung mit der Z 660 W (Bild 1) zündet nach Anlegen der Speisespannung die Röhre 2 durch den kleineren Vorwiderstand von 4,7 MΩ im Starterkreis bevorzugt.
An der Anode dieser Röhre stellt sich die Brennspannung U_B ein. Der dadurch bewirkte Potentialunterschied an den Belegen des Kondensators C führt zunächst zu einem großen Ladestrom, wodurch die Spannung an der Anode der $Rö_1$ weit unter der Zünd- und Brennspannung liegt. Somit ist es unmöglich, daß beide Röhren gleichzeitig zünden. Nach Beendigung des Ladevorgangs ist auch die Anodenspannung von $Rö_1$ wiederum angestiegen, so daß die Zündbedingungen für diese Röhre gegeben sind. Durch plötzliches Absinken der Anodenspannung muß der Kondensator umgeladen werden. Seine vom vorhergehenden Schaltvorgang eingenommene Polarität und sein Potential führen zu einer kurzzeitigen Erniedrigung der Anodenspannung von $Rö_2$ unter die Brennspannung, so daß diese verlöschen muß. Darüber hinaus wird im Zündmoment einer Röhre durch Umladung der 0,1-μF-Kondensatoren ein negativer Impuls dem Starter der anderen Röhre zugesetzt, um gleichzeitiges Zünden der Röhren zu verhindern (Bild 1).

Die Spannungsverläufe am Starter und an der Anode

Die Spannungsverläufe an den Elektroden beider Röhren sind in den Bildern 2a bis 2d wiedergegeben. Die überlagerten Umladungsimpulse treten an den Anoden der beiden Röhren um etwa 450 ms verzögert auf. Die Schaltung eignet sich deshalb gut zur Ansteuerung der Kaltkatoden-Relaisröhre Z 863 X.

Ansteuerung der Z 863 X mit zeitlich verzögerten negativen Impulsen

Diese neuentwickelte Kaltkatodenrelaisröhre ist für den Betrieb im II. Quadranten, also mit negativer Starterzündspannung, ausgelegt. Da in der Multivibratorschaltung die Röhre 2 durch den kleineren Startervorwiderstand bevorzugt zündet, tritt der negative Umladungsimpuls zuerst an der Anode der $Rö_1$ auf. Dieser Impuls wird über einen Koppelkondensator auf die Starterelektrode der Z 863 X geführt und bewirkt deren Zündung. Der an der Anode der $Rö_2$ auftretende verzögerte negative Impuls gelangt über eine hochsperrende Diode an die Anode der Z 863 X und führt zur Löschung derselben. Die Diode verhindert, daß der unmittelbar hinter dem nadelförmigen

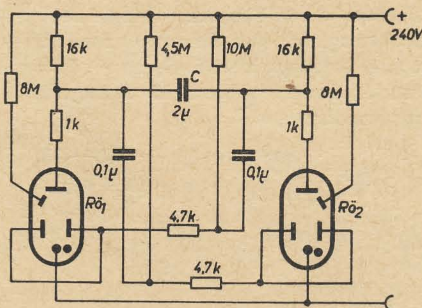


Bild 1: Multivibratorschaltung mit der Kaltkatodenröhre Z 660 W

negativen Umladungsimpuls folgende positive Spannungssprung ebenfalls an die Anode gelangt und so ein erneutes Zünden bewirkt (Bilder 2b und 2d). Die Schaltung dieser Ansteuerungsart gibt Bild 3 wieder.
Eine andere Art der Ansteuerung stellt Bild 4 dar. Hier wird die Z 863 X in einer selbstkippenden Stufe betrieben, indem nur dem Starter die negativen Spannungsimpulse überlagert werden. In die Katodenleitung läßt sich ein Relais einfügen, mit dem weitere Signale, z. B. Wecker, Lichtzeichen, Leuchttableaus, rhythmisch ausgelöst werden können.

Ansteuerung der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M

Eine weitere interessante Anwendungsmöglichkeit der unter Bild 1 gezeigten Schaltung ist die Steuerung einer oder mehrerer parallel geschalteter Ziffernanzeigeröhren. Die Anschaltung der Anzeigeröhren erfolgt nach Bild 5. Die Höchstzahl der anzusteuernden Röhren wird durch den maximal zulässigen Anodenstrom der Relaisröhren und damit durch die Größe von R_1 bestimmt.
Um die Multivibratorschaltung möglichst stark belasten zu können, wird der Anodenwiderstand der Röhre so bemessen, daß im gezündeten Zustand der maximal

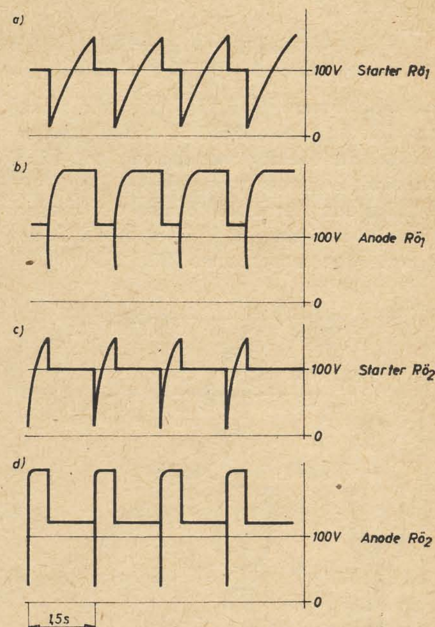


Bild 2: Spannungsverläufe an den Anoden und den Startern der beiden Z 660 W

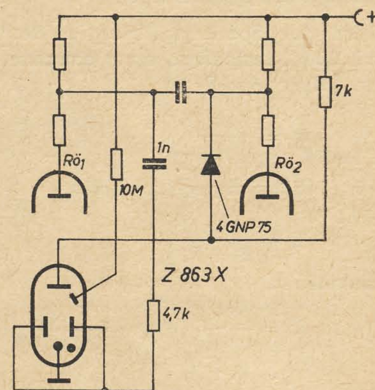


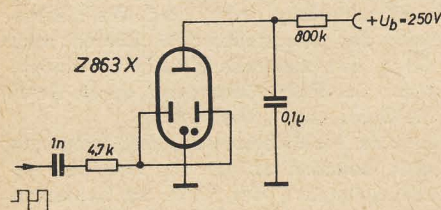
Bild 3: Ansteuerung der Z 863 X als fremdlöschende Stufe

zulässige Anodenstrom erreicht wird. Er beträgt bei der Z 660 W 8 mA. Damit ergibt sich ein minimaler Anodenwiderstand von

$$R_{a\,min} = \frac{U_b - U_B}{I_{a\,max}} = \frac{250 - 115}{8} = 16{,}9\ \text{k}\Omega$$

Die Anodenteilwiderstände R_2, die zum Ausgleichen von Kennwertsstreuungen

dienen, werden mit 1 kΩ, die Anodenwiderstände mit 16 kΩ festgelegt. Beim Verlöschen von $Rö_1$ erreicht die Spannung am Punkt A (Bild 5) den Wert der Betriebsspannung U_b. Die anzusteuernde Ziffernanzeigeröhre kann zünden. Beim



Zünden von $Rö_1$ sinkt die Spannung am Punkt A auf

$$U_A = U_{B\,Z\,660\,W} + I_{a\,max} \cdot R_2$$
$$= 115 + 8 \cdot 10^{-3}\, 10^3 = 123\ \text{V}$$

ab. Mit diesem Wert für U_A ist ein sicheres Löschen der Z 560 M nicht gewährleistet, da die Brennspannung mit 125 V zu dicht bei dem Wert von U_A liegt.
Die Katode der Z 560 M wird aus diesem Grunde auf etwa 30 V über einen Spannungsteiler vorgespannt (Bild 5).

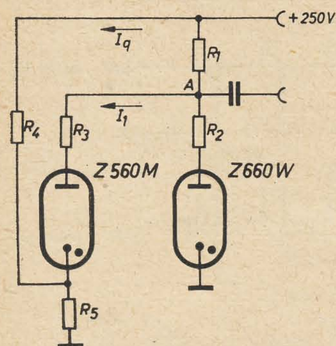


Bild 5: Ansteuerung einer Anzeigeröhre Z 560 M

Der Spannungsteiler R_4/R_5

Wird der Spannungsteilerwiderstand R_4 mit 20 kΩ festgelegt, dann errechnet sich der Widerstand R_5 zu

$$R_5 = \frac{U_5}{I_q + I_1} \qquad (1)$$

Für I_q läßt sich auch schreiben

$$I_q = \frac{U_b}{R_5 + R_4} \qquad (2)$$

Damit wird

$$R_5 = \frac{U_5}{\dfrac{U_b}{R_5 + R_4} + I_1} = \frac{U_5\,(R_4 + R_5)}{U_b + I_1\,(R_4 + R_5)} \qquad (3)$$

Mit den Werten $U_5 = 30$ V; $R_4 = 20$ kΩ; $I_1 = 2$ mA und $U_b = 250$ V ergibt sich für R_5 aus (3)

$$R_5^2 I_1 + R_5\,(R_4 I_1 + U_b - U_5) - U_5 R_4 = 0$$
$$R_5 = 2{,}3\ \text{k}\Omega$$

Der Anodenwiderstand R_3 der Ziffernanzeigeröhre

Im gelöschten Zustand der $Rö_1$ in der Multivibratorschaltung wirken die Widerstände R_1 und R_3 als Anodenwiderstand der Z 560 M

$$R_1 + R_3 = \frac{U_b - U_B - U_5}{I_1} = \frac{250 - 135 - 30}{2}$$
$$R_1 + R_3 = 42{,}5\ \text{k}\Omega$$
$$R_1 = 16\ \text{k}\Omega$$
$$R_3 = 26{,}5\ \text{k}\Omega$$

Bild 4: Ansteuerung der Z 863 X als selbstkippende Stufe
◀

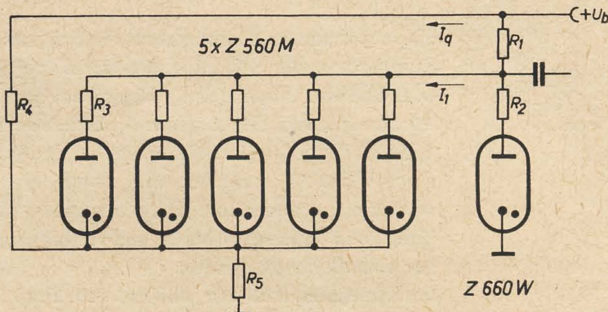


Bild 6: Ansteuerung mehrerer Anzeigeröhren Z 560 M

Die Schaltung ist in der Lage, maximal fünf parallel geschaltete Ziffernanzeigeröhren anzusteuern (Bild 6).
Es ergibt sich bei fünf Röhren Z 560 M ein Spannungsteilerwiderstand R_5 von 1,4 kΩ.
Die Anodenwiderstände R_3 in den einzelnen Zweigen mußten bei einem Katodenstrom der einzelnen Röhren von 2 mA entfallen (rechnerisch ergibt sich bereits ein negativer Wert)

$$U_b = I_1 R_1 + U_5 + U_B + \frac{I_1}{n} R_3$$

n = Anzahl der anzusteuernden Ziffernanzeigeröhren

$$R_3 = \frac{(U_b - I_1 R_1 - U_5 - U_B)\, n}{I_1} \qquad (4)$$

$$R_3 = \frac{(250 - 10 \cdot 16 - 30 - 135)\, 5}{10}$$
$$= -37{,}5\ \text{k}\Omega$$

Werden in den einzelnen Anodenzweigen zum Ausgleich der Brennspannungsdifferenzen Anodenwiderstände von 1 kΩ verwendet, dann verringert sich zwangsläufig der Anodenstrom

$$I_1 = \frac{U_b - U_5 - U_B}{R_1 + \dfrac{R_3}{5}} = \frac{250 - 30 - 135}{16 + 0{,}2}$$
$$= 5{,}2\ \text{mA}$$

$$\frac{I_1}{5} = 1{,}05\ \text{mA}$$

Bei fünf parallel geschalteten Z 560 M ergibt sich mit Anodenwiderständen R_3 von 1 kΩ ein Röhrenstrom von 1,05 mA. Dieser Wert liegt bereits am unteren zulässigen Grenzwert von 1 mA. Es ist deshalb zweckmäßig, bei mehr als vier anzusteuernden Ziffernanzeigeröhren die Multivibratorschaltung mit der Kaltkatodenrelaisröhre Z 860 X aufzubauen. Der Widerstand R_1 einer solchen Schaltung kann durch den wesentlich größeren zulässigen Anodenstrom dieser Röhre verkleinert werden, so daß es möglich ist, in die einzelnen Anodenzweige der anzusteuernden Ziffernanzeigeröhren Widerstände einzufügen, die den Strom auf 2 mA begrenzen. Die Widerstandswerte für die Ziffernanzeigeröhren bei einer Schaltung mit der Z 660 W sind in Tabelle 1 zusammengefaßt.

Wird die Z 860 X bei maximalem Katodenstrom von 40 mA betrieben, dann ergibt sich ein dazugehöriger Anodenwiderstand von

$$R_{a\,min} = \frac{U_b - U_B}{I_{a\,max}} = \frac{250 - 110}{40} = 3{,}5\ \text{k}\Omega$$

Tabelle 1

Zahl der anzusteuernden Anzeigeröhren n	R_3 kΩ	R_5 kΩ	Röhrenstrom $\frac{I_1}{n}$ in mA
1	26,5	2,3	2
2	10,5	1,9	2
3	1	1,7	1,74
4	1	1,5	1,31
5	1	1,4	1,05

Tabelle 2

Zahl der anzusteuernden Anzeigeröhren n	R_3 kΩ	R_5 kΩ
1	39,5	2,25
2	36,4	1,9
3	33,5	1,67
4	30,5	1,55
5	27,5	1,4
6	24,5	1,25
7	21,5	1,15
8	18,5	1,1
9	15,5	1,03
10	12,5	0,95
11	9,5	0,9
12	6,5	0,8
13	3,5	0,77

Dieser Widerstand wird aufgeteilt in

$$R_1 = 3\ \text{k}\Omega \text{ und } R_2 = 500\ \Omega$$

Die für die Ansteuerung von Anzeigeröhren benötigten Widerstände R_3 und R_5 sind in Tabelle 2 aufgeführt. Hierbei sind der Spannungsteilerwiderstand R_4 mit 20 kΩ und der Katodenstrom je Röhre I_k mit 2 mA konstant. Die am R_5 im gezündeten Zustand der Anzeigeröhren abfallende Spannung beträgt wiederum $U_5 = 30$ V.
Aus der angeführten Widerstandstabelle ist ersichtlich, daß mit einer Multivibratorschaltung mit der Z 860 X maximal 13 bis 14 Anzeigeröhren angesteuert werden können.

Diese Angaben erfolgen ohne Berücksichtigung der Schutzrechtslage der angegebenen Schaltungen.

Literatur

[1] Rumpf: Bauelemente der Elektronik. VEB Verlag Technik, Berlin
[2] Herrenkind, O. P.: Elektro-Anzeiger Essen 2 (1963)

Rückwärtswellenoszillatoren[1)] HRO 201 HRO 301 HRO 401 HRO 701 HRO 1101

Rückwärtswellenoszillatoren sind über einen Frequenzbereich von ungefähr einer Oktave elektronisch durchstimmbare Mikrowellengeneratoren aus der Gruppe der Lauffeldröhren. Sie werden vor allem in der Meßtechnik eingesetzt. Mit ihrer Hilfe können rationelle Wobbelverfahren auch in der Höchstfrequenztechnik angewandt werden.

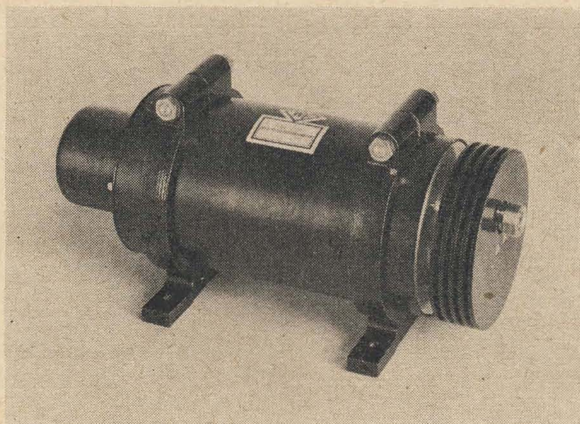
Der komplette Oszillator besteht aus der Rückwärtswellenröhre und dem Magnetsystem zur Fokussierung des Elektronenstrahls. Die wesentlichsten Baugruppen der Röhre sind die Verzögerungsleitung mit einer Dämpfungsschicht als angepaßter Abschluß und das Strahlerzeugungssystem.

Die Auskopplung der HF-Energie erfolgt über eine koaxiale HF-Steckbuchse (Z = 60 Ω).

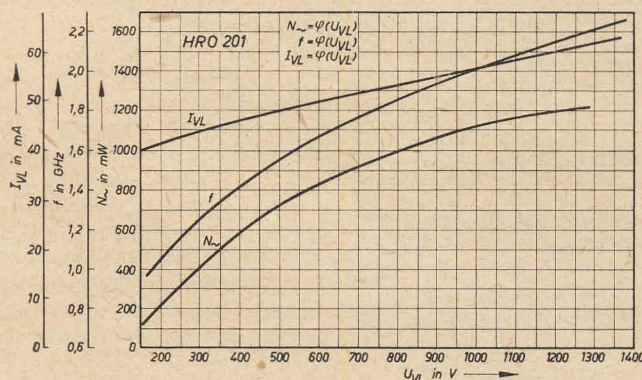
Zur Abführung der Wärme muß der Radiator mit einem Luftstrom gekühlt werden. Die erforderliche Luftmenge ist 100 l/min. Die Einbaulage des Oszillators ist beliebig; jedoch ist darauf zu achten, daß sich in einem Abstand von 120 mm keine ferromagnetischen Teile befinden.

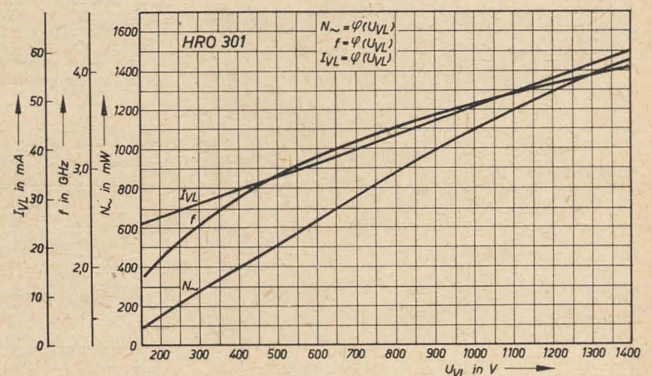
Magnetisch aktive Bauelemente, z. B. Permanentmagnete und Transformatoren, müssen mindestens 170 mm vom Oszillator entfernt sein.

1) Laborfertigung



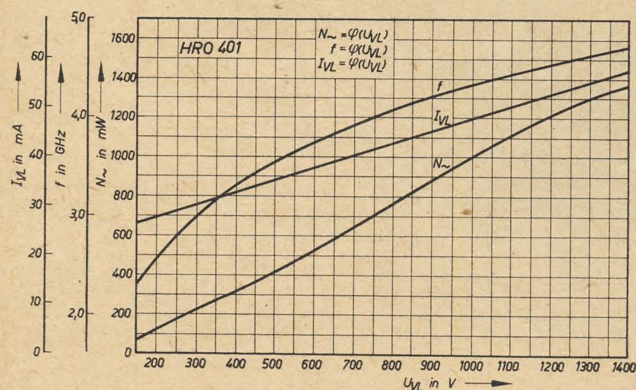
Rückwärtswellenoszillator HRO 201

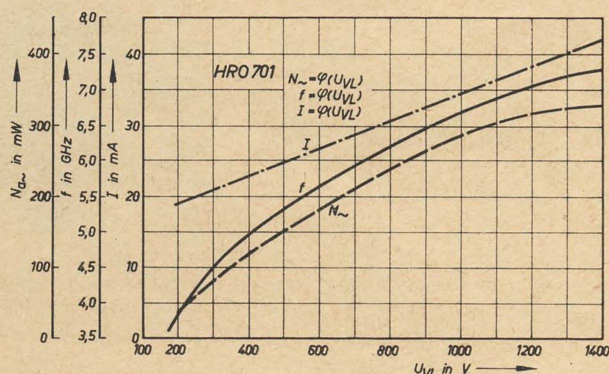


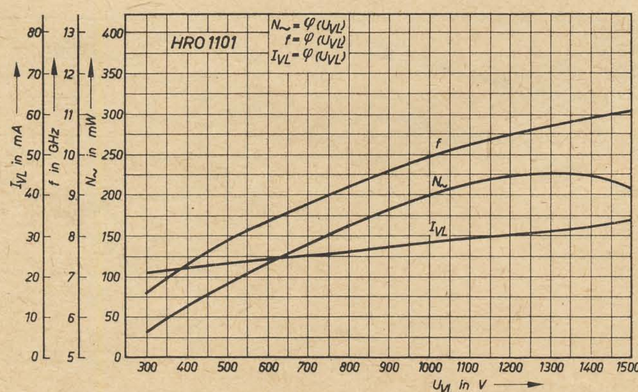


Technische Daten	HRO 201	HRO 301	HRO 401	HRO 701	HRO 1101
Masse in kg	≈ 8	≈ 5	≈ 5	≈ 5	≈ 5
HEIZUNG					
indirekt geheizte Oxidkatode					
Heizspannung U_f in V	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%	6,3 ± 5%
Heizstrom I_f in A	2,7	2,5	2,5	2,1	2,1
Anheizzeit t_A in min	≧ 2	≧ 2	≧ 2	≧ 2	≧ 2
BETRIEBSWERTE					
Frequenzbereich f in GHz	0,98···2,1	2···4	2,4···4,7	3,6···7,2	7···11
Verzögerungsleitungsspannung U_{VL} in V	170···1200	180···1400	170···1400	170···1400	300···1500
Anodenspannung U_a in V	80···120	80···120	80···120	80···120	100···200
Gitterspannung U_g in V	— 30···0	— 30···0	— 30···0	— 30···0	— 30···0
Verzögerungsleitungsstrom I_{VL} in mA	40···60	26···60	26···60	18···50	15···35
Anodenstrom I_a in mA	0···5	0···5	0···5	0···3	0···3
Ausgangsleistung N~ in mW	≧ 80[1]) ≧ 800[2])	≧ 70[3]) ≧ 700[4])	≧ 50[5]) ≧ 500[6])	≧ 20[7]) ≧ 300[8])	≧ 25[9]) ≧ 150[10])
Modulationssteilheit S_{mod} in MHz/V	2,5[1]) 0,6[2])	4,6[3]) 0,8[4])	5,8[5]) 1,1[6])	8[7]) 1,4[8])	7,2[9]) 2,1[10])
GRENZWERTE					
Verzögerungsleitungsspannung $U_{VL\,max}$ in V	1300	1500	1500	1500	1500
Anodenspannung $U_{a\,max}$ in V	150	150	150	200	200
Gitterspannung $U_{g\,min}$ in V	— 250	— 250	— 250	— 250	— 250
Katodenstrom $I_{k\,max}$ in mA	70	70	70	60	40
Anodenstrom $I_{a\,max}$ in mA	10	10	10	10	10
Verzögerungsleitungsverlustleistung $Q_{VL\,max}$ in W	90	90	90	90	60
Körpertemperatur $t_{k\,max}$ in °C	120	120	120	120	120
KAPAZITÄTEN					
Katode/Gitter, Anode $c_{k/ga}$ in pF	7	5	5	7	7
Gitter/Katode, Anode $c_{g/ka}$ in pF	12	12	12	14	14
Anode/Katode, Gitter $c_{a/kg}$ in pF	8	9	9	10	9

[1]) bei f = 0,98 GHz, [2]) bei f = 2,1 GHz, [3]) bei f = 2 GHz, [4]) bei f = 4 GHz, [5]) bei f = 2,4 GHz, [6]) bei f = 4,7 GHz, [7]) bei f = 3,6 GHz, [8]) bei f = 7,2 GHz, [9]) bei f = 7 GHz, [10]) bei f = 11 GHz







Aus der Reparaturpraxis

TV-Empfänger-Abgleich

Teil 4

Fortsetzung aus Heft 6 (1965)

Zwischenfrequenzverstärker mit niedriger Frequenz sind mit versetzten Einzelkreisen (Rembrandt) und Bifilarfiltern (Dürer) aufgebaut. ZF-Verstärker mit der heute üblichen hohen Zwischenfrequenz arbeiten mit Bifilar- und Bandfiltern.
Der Abgleich läßt sich mit Prüfsender oder Wobbler ausführen. Einspeisepunkt ist der Meßpunkt am Gitter der Mischröhre oder eine über diese Röhre geschobene Aufblaskappe. Das Outputmeter wird am Videomeßpunkt angeschlossen.
Versetzte Einzelkreise werden auf unterschiedlichen Frequenzen abgeglichen. Die Reihenfolge des Abgleiches ist beliebig, jedoch ist er wechselseitig zu wiederholen, bis nur noch geringe Änderungen feststellbar sind. Die Frequenzen der Einzelkreise sind Richtwerte und lassen sich in gewissen Grenzen variieren, um eine optimale Kurve zu erreichen.

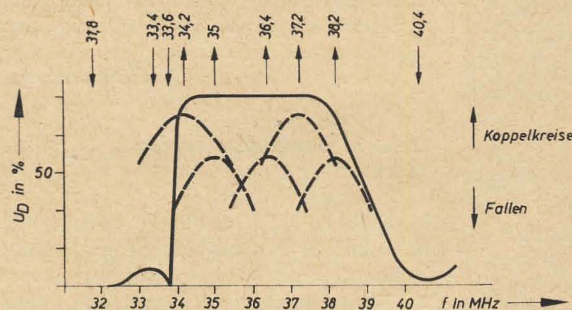


Bild 14: Zusammensetzung der Durchlaßkurve eines Bild-ZF-Verstärkers mit Bifilarfiltern („Cranach")

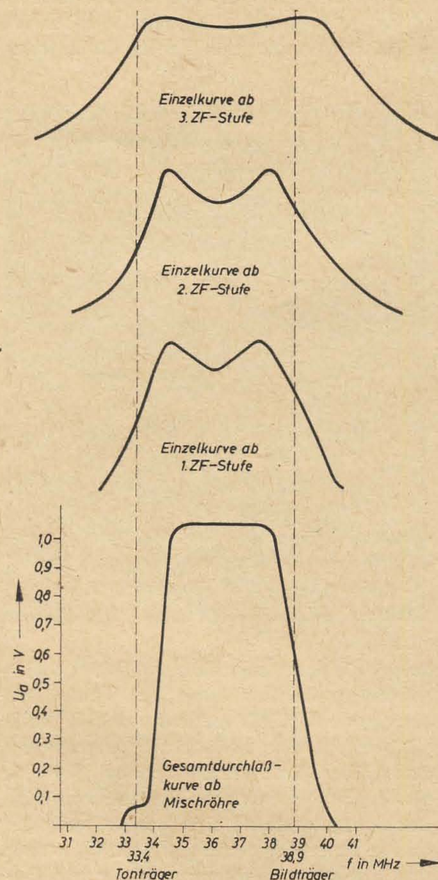


Bild 15: Zusammensetzung der Durchlaßkurve eines Bild-ZF-Verstärkers mit Bandfiltern („Turnier")

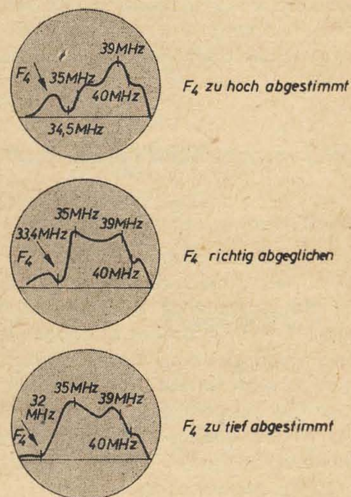


Bild 16: Einfluß von F_4 auf die Kurve des Videofilters (F VI „Stadion")

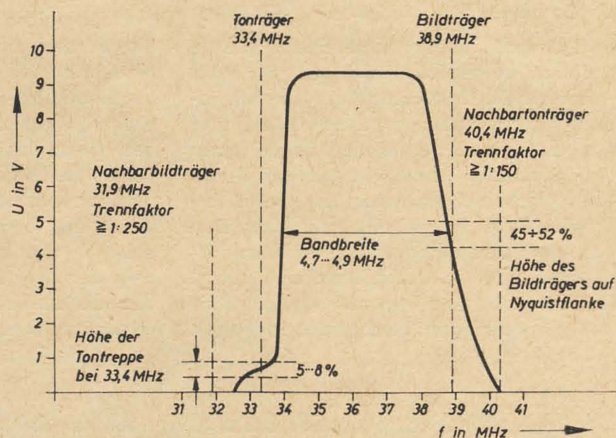


Bild 17: Durchlaßkurve eines modernen Bild-ZF-Verstärkers („Turnier")

Auch Bifilarverstärker arbeiten zur Erzielung der erforderlichen Bandbreite mit gestaffelten Frequenzen, die nach der vom Hersteller angegebenen Reihenfolge eingestellt werden. Im allgemeinen gleicht man mit dem äußeren Maximum der Kernstellung ab; dieser Regel entgegengesetzte Kernstellungen werden besonders angegeben (Bild 14).
Bandfilterverstärker sollten nur gewobbelt werden, weil der Abgleich mit Prüfsender zu zeitraubend wäre, da man die Kurve jedes Filters exakt einstellen muß. Das Signal kann vor jedem Filter oder in den Tunermeßpunkt eingespeist werden, wobei der Einfluß des Verstärkerteiles vor dem abzugleichenden Filter durch Bedämpfung oder Verstimmungsadapter ausgeschaltet wird.
Im allgemeinen beginnt man den Abgleich mit dem Videofilter und arbeitet zum Tuner hin; dabei werden die Einzelkurven immer schmaler (Bild 15).
Auch beim Trimmen der Einzelkurven müssen erst die Fallen abgeglichen werden, damit sie die Durchlaßkurve nicht mehr verformen können. Bild 16 zeigt den Einfluß der Falle F 4 auf das Videofilter vom TV-Empfänger „Stadion". Auskopplungskreise – für Abstimmautomatik oder magisches Auge – soweit sie die Nyquistflanke beeinflussen, sind mit den Fallen zuerst abzugleichen.
Bild 17 zeigt die Bild-ZF-Kurve eines modernen Empfängers. Abweichungen

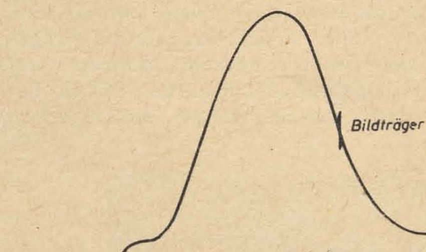


Bild 18: Fehlerhafte Bild-ZF-Kurve. Die hohen Modulationsfrequenzen fehlen; das Bild hat keine Auflösung

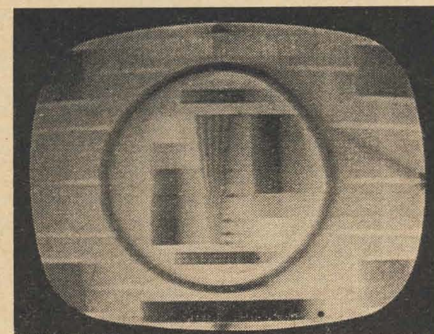


Bild 19: Bild mit Fahnenbildung

von dieser Kurvenform führen zu Bild- und Tonstörungen (Bild 18). Auf der ZF-Durchlaßkurve liegen die hohen Modulationsfrequenzen auf der Seite der Tontreppe. Ist die Kurve auf dieser Seite abgeflacht, fehlen die hohen Modulationsfrequenzen; das Bild hat keine Schärfe mehr (Auflösung). Zu starke Höhenanhebung läßt starke Plastik auftreten; außerdem ist bei kontrastreichen Bildern lautes, knarrendes Brummen zu hören, weil die Tontreppe über ihren normalen Wert angewachsen ist. Bild 19 zeigt ein Bild mit Fahnenbildung, die von einer zu steilen Nyquistflanke herrühren kann. Die Sprungzeit für tiefe Frequenzen wird verlängert, während sie für feine Bildeinzelheiten weitgehend erhalten bleibt und kaum Bildveränderungen bewirkt.

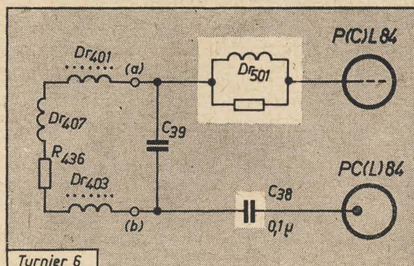
Bild verzieht beim TV-Gerät „Turnier 6"

Fehler

Ein TV-Gerät „Turnier 6" hatte nach etwa zwei- bis dreistündigem Betrieb ein stark in sich verzogenes Bild. Hierbei war ein etwa 4 · · · 5 cm breiter waagerechter Streifen des Bildes stark nach links verschoben (im oberen Bilddrittel). Darüber hinaus war das gesamte Bild bei zurückgegangener Grundhelligkeit streifig (ähnlich Brummdurchlauf). Ton und Synchronisation waren einwandfrei.

Ursache

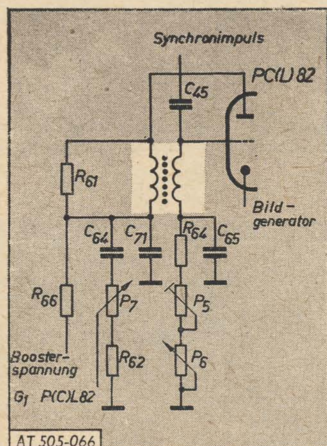
Die Ursache dieser Erscheinung wurde zunächst in der Taststufe bzw. der AVR vermutet. Die Spannungskontrolle hat jedoch nichts Negatives gezeigt. Auf Grund des dunkelstreifigen Bildes wurde dann die Videostufe überprüft. Hierbei wurde eine Klopfempfindlichkeit der Korrekturdrossel Dr_{501} festgestellt. Ein Nachlöten der Anschlüsse und eine spätere Auswechselung führten vorübergehend zum Erfolg. Das Gerät wurde einem mehrtägigen Kontrollauf unterzogen. Nach etwa vier Tagen



trat der gleiche Fehler wieder auf. Daraufhin wurden die Bauelemente der Videomodulatorstufe überprüft und eine Klopfempfindlichkeit des Kondensators C_{38} (0,1 μF) festgestellt. Durch leichtes Drehen des Gewaplastkondensators konnte der Fehler herbeigeführt bzw. beseitigt werden. Das Auswechseln des Kondensators führte zur endgültigen Beseitigung des Fehlers. Die nachträgliche Rückwechselung der Dr_{501} konnte vorgenommen werden, ohne einen erneuten Ausfall des Gerätes verzeichnen zu müssen. *H. Ziegler*

Unstabile Bildsynchronisation beim „Orion AT 505-066"

Bei diesem TV-Empfänger wurde eine mangelnde Bildsynchronisation festgestellt. Zunächst wurden Anoden- und Schirmgitterspannungen der PCL 82 gemessen. Die Spannungen hatten jedoch

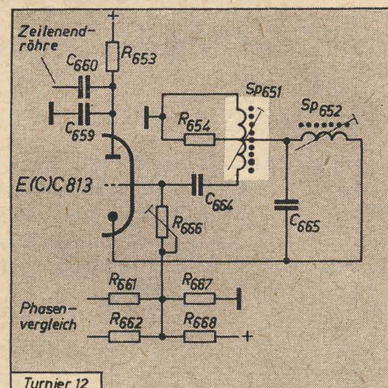


ihren vorgeschriebenen Wert. Das Gerät lief bei großer Feldstärke einige Stunden einwandfrei. Plötzlich fiel die Bildsynchronisation ohne äußeren Anlaß aus. Gleichzeitig stieg die Spannung an der Anode der PC(L) 82 auf etwa 280 V an. Die Spannung am Gitter der Triode fiel von — 36 V auf — 19,5 V. Der Bildsperrschwingertrafo wurde daraufhin ausgewechselt. Die Vermutung, daß der Bildsperrschwingertrafo defekt war, bestätigte sich. Die Synchronisation war danach einwandfrei.

Herbert Dressel

Horizontalgenerator arbeitet nicht

Der Horizontalgenerator eines „Turnier 12" arbeitete nicht (Anodenblech der PL 36 glühte zeitweilig). Die negative Spannung von — 48 V am G_1 der PL 36 war nicht vorhanden; es wurden zeitweise — 9 V gemessen. Am Steuergitter der ECC 813 waren die — 34 V (Meßpunkt 18) nicht vorhanden, sondern eine geringe Plus-Spannung, welche sich geringfügig änderte. Es wurde angenommen, daß der Fehler im Sperrschwingergenerator liegt. An der Anode lag die Spannung mit 60 V weit unter dem angegebenen Wert. Der Widerstand R_{653} 22 kΩ wurde warm. C_{664} 210 pF, R_{654} 10 kΩ, C_{659} 390 pF und C_{660} 22 nF zeigten keinen Fehler. Die Spulen Sp_{651} und Sp_{652} hatten Durchgang. Es wurde angenommen, daß die Generatorspule Sp_{651} Windungsschluß hat. Der Ver-

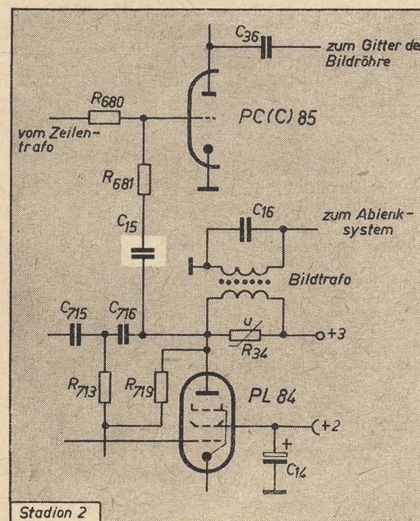


dacht bestätigte sich. Nach dem Auswechseln der Spule Sp_{651} arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

Günter Wolter

Defekte Dunkeltastung beim „Stadion 2"

Bei einem TV-Empfänger „Stadion 2" dunkelte das Bild auf der ganzen oberen Hälfte stark ab. Vermutet wurde zunächst auf Grund eines ähnlich gearteten Falles aus der Reparaturpraxis ein Schluß in der Videoendröhre PCL 84. Das Wechseln der Röhre blieb erfolglos. Ein Nachmessen der Betriebsspannungen an der Bildröhre gab ebenfalls keinerlei Aufschluß. Bei dem Versuch, den Fehler durch kurz-



zeitiges Ziehen verschiedener Röhren einzukreisen, fiel auf, daß der Fehler bei gezogener PCC 85 verschwand. Die Messung ergab eine hohe positive Spannung am Gitter des Triodensystems für die Dunkeltastung. Durch Ablöten von C_{15} am Bildtrafo stellte sich heraus, daß der Kondensator Durchgang hatte. C_{15} wurde ausgewechselt. Danach arbeitete das Gerät wieder einwandfrei. Die Röhre PCC 85 hatte keinerlei Schaden genommen.

Siegfried Geiseler

Ein ultralinearer FM-Demodulator für Hi-Fi-Empfänger

H. FLORIN und W. ROHRBECK

Im nachfolgenden Beitrag wird ein transistorisierter Frequenzdemodulator beschrieben, der völlig ohne Induktivitäten auskommt, unkritisch im Aufbau ist und sehr gute Begrenzer- und Demodulationseigenschaften aufweist.

Einleitung

Die in üblichen Empfängerschaltungen verwendeten Frequenzdemodulatoren nutzen die Phasenabhängigkeit einer Schwingkreisspannung als Funktion der Frequenz aus. Der günstigste Kompromiß zwischen Begrenzer- und linearen Demodulationseigenschaften sowie gutem Demodulationswirkungsgrad erfordert eine genaue und relativ kritische Einhaltung von Schwingkreisparametern. Das Prinzip der hier zu beschreibenden Schaltung ist seit längerem bekannt. Die bisher veröffentlichten technischen Lösungen waren jedoch zu aufwendig und sollten wohl auch mehr die grundsätzliche Brauchbarkeit nachweisen.

Theoretische Grundlagen

Bei der Frequenzmodulation liegt bekanntlich die Information in der Frequenz der sinusförmigen Trägerschwingung (Bild 1). Ordnet man nun einer bestimmten Phase der Schwingung, im Bild 1 beispielsweise den Nulldurchgängen beim Übergang von negativen zu positiven Werten, jeweils eine bestimmte konstante Ladungsmenge q zu, so würden für eine Frequenz f die einzelnen Teilladungen in einem Widerstand einen mittleren Strom

$$i_m \approx q \cdot 2f \qquad (1)$$

hervorrufen. Das aber wäre der gesuchte lineare Zusammenhang zwischen Frequenz und Strom, der für eine Frequenzdemodulation benötigt wird. Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Demodulators und Bild 3 das vollständige Schaltbild. Bei der verwendeten Schaltung wird mittels eines Schmitt-Triggers die sinusförmige Spannung in eine zugehörige Mäanderwelle umgeformt. Die Differentiation dieser Mäanderwelle mit genügend kleiner Zeitkonstante ergibt dann die gewünschte konstante Ladung q je Nulldurchgang der Mäanderwelle.

Da zu jeder Schwingung zwei Nulldurchgänge gehören, die jeweils einen positiven und einen negativen Ladungsstoß ergeben, würde eine einfache Summation den Wert Null ergeben. Deshalb wird der negative Anteil unterdrückt, da nur der positive Anteil die Emitter-Basisdiode des Transistors T_3 öffnet. Die Summation der einzelnen Ladungen erfolgt im Kollektorkreis von T_3 im Kondensator C, der vom Lastwiderstand R entladen wird. Die Zeitkonstante $R \cdot C$ wird zweckmäßig zur Deakzentuierung verwendet ($R \cdot C = 50\,\mu s$). Der Schmitt-Trigger, der bekanntlich eine Anordnung mit bistabilem Verhalten darstellt, konnte gegenüber seiner sonst üblichen Form etwas vereinfacht werden, da er in der vorliegenden Schaltung (Bild 3) ständig mit sinusförmiger Eingangsspannung betrieben wird. Es würde zu weit führen, an dieser Stelle auf die Wirkungsweise und Dimensionierung eines Schmitt-Triggers einzugehen. Es soll nur erwähnt werden, daß bei fehlendem Eingangssignal diese Anordnung frei schwingt. Sobald die Eingangsspannung jedoch einen unteren Schwellwert überschreitet, arbeitet die Schaltung korrekt. Eine weitere Vergrößerung der Eingangsspannung ändert am Ausgangssignal dann praktisch nichts mehr (Begrenzereffekt). Nach oben ist die zulässige Eingangsspannung nur durch die Transistordaten begrenzt. Die Kombination R_6, C_4 und R_8 bildet die Differenzierschaltung. Der mäanderwellenförmige Kollektorstrom von T_2 kann mit genügender Genauigkeit als eine Folge von idealen positiven und negativen Sprüngen betrachtet werden. (Bei Verwendung eines GF 105 ist die Anstiegs- und Abfallzeit der Impulsflanke < 150 ns). Für das im Bild 4 dargestellte Ersatzschaltbild gelten folgende Bedingungen:

$$i = 0 \qquad \text{für } t < 0 \qquad (2)$$

$$i = I_1 \qquad \text{für } t \geqq 0 \qquad (3)$$

Die Anwendung der Laplacetransformation liefert für den Strom durch C_4

$$i_{C_4} = I_0 \frac{R_6}{R_6 + R_8} \cdot e^{-\frac{t}{(R_6 + R_8)\,C_4}} \qquad (4)$$

und für die zugehörige Ladung

$$q_{C_4} = \int_0^t i_{C_4}\,dt = I_0 \frac{R_6}{R_6 + R_8} \int_0^t e^{-\frac{t}{(R_6 + R_8)\,C_4}}\,dt \qquad (5)$$

Man erkennt, daß die „Wirkung" einer Flanke theoretisch unendlich lange braucht, um abzuklingen. Beim Eintreffen der nächsten Flanke mit dem zeitlichen Abstand 1/2f zur ersten Flanke ist die Ladung

$$q_{C_4} = \int_0^{\frac{1}{2f}} i_{C_4}\,dt = I_0\,R_6\,C_4 \left(1 - e^{-\frac{1}{2f\,C_4\,(R_6 + R_8)}}\right) \qquad (6)$$

Für den Ausdruck $e^{-\frac{1}{2f\,C_4\,(R_6 + R_8)}}$ setzen wir K.

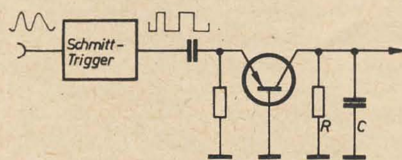


Bild 2: Prinzipschaltung des Demodulators

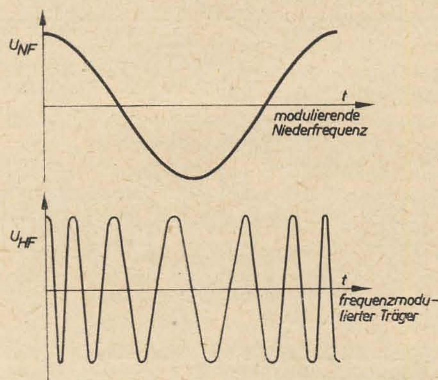


Bild 1: Zur Frequenzmodulation

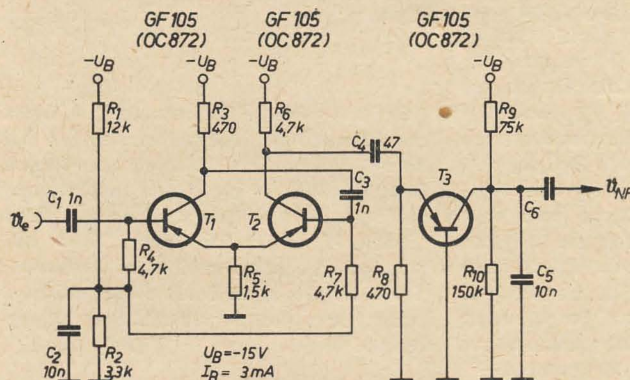


Bild 3: Vollständiges Schaltbild des FM-Demodulators

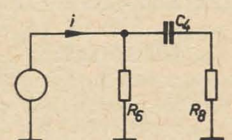


Bild 4: Ersatzschaltbild der Differenzierschaltung

Die Ladung

$$q_{C_4}' = \int_{\frac{1}{2f}}^{\infty} i_{C_4}\, dt = I_0 R_6 C_4 \cdot K \qquad (7)$$

geht verloren. Mit steigender Frequenz f nimmt q_{C_4}' zu. Das bedeutet Nichtlinearitäten bei der Demodulation.
Die Ladung q_{C_4} fließt zum Kondensator C_5 und erzeugt dort im zeitlichen Mittel die Ausgangsspannung u_a, die einen Laststrom i_{R9} durch R_9 treibt.

$$i_{R9} = q_{C_4} \cdot f \qquad (8)$$

Die Kollektorspannung an T_3 wird dann

$$U_a = U_B \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} - R_9 \,||\, R_{10} \cdot i_{R9}$$

$$= U_B \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} - f\, I_0 \cdot R_9 \,||\, R_{10} \cdot R_6 \cdot C_4 (1 - K) \qquad (9)$$

und der NF-Spannungshub

$$u_a = \Delta f \cdot I_0 \cdot R_9 \,||\, R_{10} \cdot R_6 \cdot C_4 (1 - K) \qquad (10)$$

wenn Δf der Frequenzhub ist.
Gl. (9) stellt die Dimensionierungsvorschrift dar. R_8 wird für negative Flanken durch einen reellen Widerstand und für positive Flanken im wesentlichen durch den Eingangswiderstand von T_3 gebildet. Man wählt zweckmäßig R_8 groß gegen den Eingangswiderstand von T_3 und klein gegen R_6. $I_0 \cdot R_6$ ist durch den max. möglichen Spannungshub an T_2 gegeben. C_4 wird so festgelegt, daß die Demodulationskennlinie gemäß Gl. (9) genügend linear ist, d. h., für den ausgenutzten Teil der Kennlinie muß gelten $2f\, C_4\, R_6 \ll 1$. Um eine gute Linearität bei großer Ausgangsspannung zu erhalten, muß man die Mittenfrequenz so tief wie möglich legen. In Frage kommt also eine Mittenfrequenz im Bereich von 100 bis 500 kHz. Dann läßt sich bei einem Frequenzhub von ± 75 kHz als grobe Abschätzung für einen Klirrfaktor $< 1\,\%$ die Bedingung

$$2\, f_h\, C_4\, R_6 < 0{,}2$$

angeben. Dabei bedeutet f_h die höchste auftretende Frequenz. Legt man $2\, f_h\, C_4\, R_6 < 0{,}1$ fest, sinkt der Klirrfaktor unter $0{,}1\,\%$, wobei gleichzeitig die Ausgangsspannung halbiert wird.
Wie bereits erwähnt, ist die Verwendung einer niedrigen Bandmittenfrequenz f_0 günstig. Das bedeutet, daß bei der üblichen FM-Zwischenfrequenz von 10,7 MHz eine nochmalige (abwärts-) Umsetzung erforderlich ist. Um Spiegelselektionsschwierigkeiten am zweiten Mischer zu vermeiden, darf die zweite ZF nicht beliebig niedrig gewählt werden, zumal für Hi-Fi-Empfänger eine möglichst ebene ZF-Durchlaßkurve (was bei vorgegebenem Selektionsmittelaufwand geringere Flankensteilheit bedeutet) von mindestens 200 kHz Bandbreite angestrebt wird. Das Optimum für die zweite ZF dürfte bei 300 kHz – Spiegelwellenabstand 600 kHz – liegen.
Von Vorteil bei FM-Empfang sind die Begrenzereigenschaften des Schmitt-Triggers. Die Begrenzung ist dynamisch und folgt schnellen und langsamen Änderungen der Trägeramplitude gleich gut. Beachtet werden muß, daß die Eingangsspannung etwa 20 V_{ss} nicht überschreitet, da sich sonst die Sperrschicht Kollektor-Basis von T_1 öffnet. Man kann das mittels Dioden beheben, die bei Überschreiten der kritischen Spannung öffnen. Günstiger ist eine entsprechende Dimensionierung des vorhergehenden Abwärtsmischers, damit derartige Spannungen gar nicht erst auftreten können. Für den Transistor T_3 ist wahrscheinlich auch ein „langsamerer" Typ, etwa OC 871 oder sogar OC 870, verwendbar. Die Kombination $R_9 \,||\, R_{10} - C_5$ wird als Deakzentuierungsglied mit einer Zeitkonstante von 50 μs ausgebildet. Im allgemeinen können bei nachträglichem Einbau eines derartigen Demodulators in ein Gerät nur wenige mA zusätzlich aufgebracht werden. Sind größere Reserven verfügbar, kann der Stromverbrauch bei geeigneter Umdimensionierung bis etwa 5 mA erhöht werden, was der Ausgangsspannung zugute kommt.

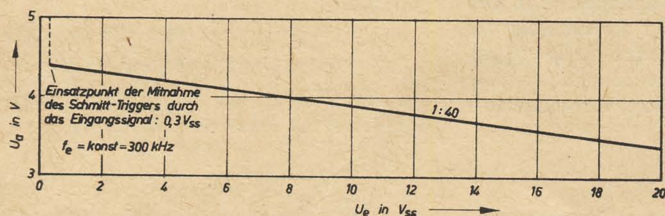


Bild 5: Begrenzerwirkung des FM-Demodulators

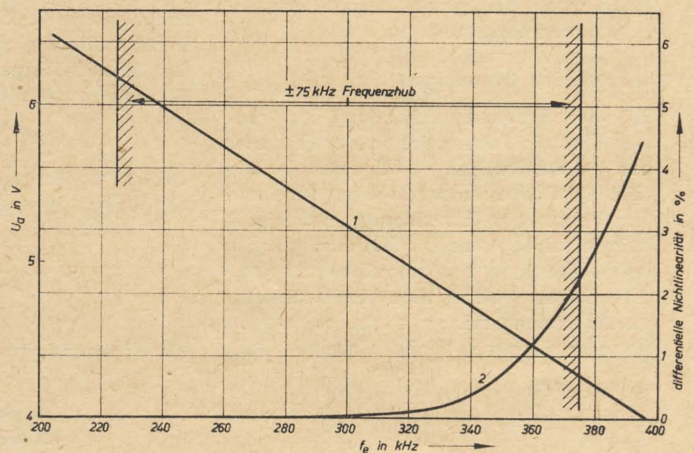


Bild 6: Statische Demodulatorkennlinie (1) und differentielle Nichtlinearität (2) als Funktion der Frequenz

Begrenzerkennlinie

Der Demodulator wurde mit einer konstanten Eingangsfrequenz f_e von 300 kHz angesteuert. Dabei wurde die Eingangsspannung U_e von 0,3 bis 21 V_{ss} variiert und die Ausgangsgleichspannung U_a am Ausgang des Demodulators als Funktion der Eingangsspannung aufgetragen. Das Ergebnis zeigt Bild 5. Die Begrenzerwirkung von 1 : 40 ist ungefähr die gleiche wie beim bekannten Ratio-Detektor.

Statische Demodulationskennlinie

Unter Konstanthaltung der Eingangsspannung wurde die Eingangsfrequenz von 200 bis 400 kHz variiert und die Ausgangsgleichspannung als Funktion der Eingangsfrequenz aufgetragen, wie Bild 6 zeigt (Kurve 1). Irgendwelche Abweichungen von der idealen linearen Demodulatorkennlinie waren bei diesem – in der Genauigkeit begrenzten – Meßverfahren nicht nachweisbar.

Dynamisches Verhalten

Um Auskünfte über die Nichtlinearität des Demodulators zu erhalten, mußte die Meßgenauigkeit wesentlich erhöht werden. Da kein Meßsender zur Verfügung stand, der hinreichend klirrarm frequenzmodulierbar war, wurde ein spezielles Meßverfahren geschaffen, dessen Blockschaltung im Bild 7 gezeigt wird. Ein Telegrafenrelais schaltet periodisch abwechselnd den Meßsender 1 oder den Meßsender 2 an den Demodulator. Die Schaltfrequenz lag bei etwa 50 Hz. Das Ausgangssignal des Demodulators wird oszillografiert. Werden die Meßsender gegeneinander verstimmt, so erscheint auf dem Oszillografen das Bild der Umschaltfrequenz in Form eines Mäanders. Die Amplitude des Mäanders ist bei idealer linearer Demodulatorkennlinie proportional der Verstimmung der Sender gegeneinander.

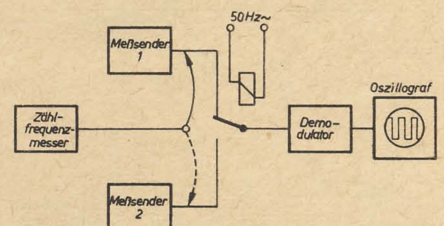


Bild 7: Blockschaltbild der Meßanordnung für die differentielle Nichtlinearität

Nach diesem Verfahren wurde die differentielle Nichtlinearität der Kennlinie aufgenommen, d. h., die Abweichung der Steigung der Kennlinie vom Anfangswert – bei hinreichend niedrigen Frequenzen – wurde in mehreren Kennlinienpunkten bestimmt. Ohne auf alle Probleme dieser Messung einzugehen, sei gesagt, daß die Meßgenauigkeit des Verfahrens ausreicht, um differentielle Nichtlinearitäten der Größenordnung 0,1 % zu entdecken. Das Ergebnis ist im Bild 6 (Kurve 2) dar-

gestellt. Es ist ersichtlich, daß die differentielle Nichtlinearität im interessierenden Arbeitsbereich $\leqq$ 2,5 ‰ ist. Dies bedeutet für die Gesamtkennlinie praktisch eine Linearität, die um etwa eine Größenordnung (!) besser liegt. Es ist besonders hervorzuheben, daß der durch die restliche Nichtlinearität verursachte Klirrfaktor vernachlässigbar klein ist. Daß sich die Linearität durch Herabsetzen des Wertes von C_4 auf 39 pF noch um etwa eine Größenordnung verbessern läßt, dürfte – zumindest bei der Anwendung in Rundfunkempfängern – nur von theoretischem Interesse sein. Praktisch wird auch für den Wert 47 pF von C_4 der Klirrfaktor des Empfängers allein vom nachgeschalteten NF-Verstärker bestimmt, zumal der mittlere Modulationsgrad von FM-Sendern erheblich geringer als ± 75 kHz Frequenzhub ist. Für ± 25 kHz Hub liegt die differenzielle Nichtlinearität beispielsweise bei nur 0,13 ‰. Die Abweichungen der Gesamtkennlinie von einer idealen Geraden machen in diesem Bereich also nur Bruchteile von Promille aus.

Klirrfaktor

Die Demodulatorkennlinie, wie sie aus den Werten der differentiellen Messung gewonnen wurde, läßt sich mit guter Näherung in der Form

$$U(f) = U_B - A\,f\,e^{-Bf} \qquad (11)$$

darstellen. Die für die Klirrfaktorberechnung allein wichtige Konstante B läßt sich aus den gemessenen Werten gewinnen. Der Klirrfaktor zweiter Ordnung K_2 lautet dann:

$$K_2 = \frac{H}{60} \text{ in Promille} \qquad (12)$$

(H ist der Hub in kHz).
Klirrfaktoren höherer Ordnung sind gegen K_2 vernachlässigbar.
Dabei ist zu beachten, daß Gl. (12) aus empirischen Werten abgeleitet wurde und für die hier vorgelegten Meßwerte gilt. Gl. (12) ist also nicht allgemeingültig. Die strenge Ableitung des Klirrfaktors aus der Theorie ist zwar möglich, die Rechnungen sind aber sehr aufwendig und unübersichtlich, so daß hier die Abschätzung des Klirrfaktors aus empirischen Befunden genügen soll.

Variationsmöglichkeiten

Das Versuchsmuster ist für den Anschluß eines mit Röhren bestückten NF-Verstärkers vorgesehen. Soll ein Transistorverstärker nachgeschaltet werden, so müssen wegen des niedrigen Eingangswiderstandes die Widerstände R_9, R_{10} und der Kondensator C_5 umdimensioniert werden. Es muß dann $R_9 \| R_{10}$ ungefähr gleich dem Eingangswiderstand des Verstärkers entsprechen und das Verhältnis $R_9 : R_{10}$ so eingerichtet werden, daß bei etwa 700 kHz noch etwa — 1 V Gleichspannung am Kollektor von T_3 steht. Die dafür notwendige Dimensionierungsvorschrift ist aus Gl. (9) abzuleiten. Für C_5 muß dann wieder $R_9 \| R_{10} \cdot C_5 = 50\ \mu s$ gelten.
Für den Anschluß eines Stereodecoders muß selbstverständlich C_5 fortgelassen werden, da die Deakzentuierung der beiden Kanäle im Decoder erfolgt. Unter Umständen muß noch eine kleine Kapazität C_5 erhalten bleiben, um den Decoder nicht mit Resten der differenzierten Schmitt-Trigger-Impulse zu übersteuern.

Ökonomische Betrachtungen

Der beschriebene Demodulator ist selbstverständlich etwas kostspieliger als ein Ratiodetektor. Es ist aber zu bedenken, daß er außer der ausgezeichneten Linearität noch den Vorteil einer guten Langzeitstabilität hat. Er benötigt keinerlei Abgleicharbeiten und liefert eine erheblich höhere Gesamtverstärkung. Der Ratiodetektor liefert beispielsweise für etwa 20 V_{eff} ZF-Spannung ein NF-Signal von 0,1 V_{eff}. Der beschriebene Demodulator dagegen für 0,7 V_{eff} ZF-Spannung ein NF-Signal von 0,7 V_{eff}. Der Demodulationswirkungsgrad ist also um den Faktor 200 besser, so daß sich eine Röhre einsparen läßt. Für Geräte, die höchsten Ansprüchen genügen sollen, ist es empfehlenswert, den beschriebenen Demodulator in Betracht zu ziehen.

Zusammenfassung

Es wurde ein transistorisierter unkritischer Frequenzdemodulator beschrieben, der eine hervorragende Linearität der Wandlerkennlinie besitzt. Die Meßwerte des Versuchsmusters wurden angegeben, eine Abschätzung über den Klirrfaktor gemacht und auf mögliche Schaltungsvarianten eingegangen. Es wird zum Schluß darauf hingewiesen, daß die hervorragenden Eigenschaften den Einsatz zumindest in Qualitätsempfängern rechtfertigen.

Wir lernten kennen: TV-Empfänger „Donja"

Das Fernsehgerät „Donja" 47 TG 501 ist eine Weiterentwicklung der bisherigen Geräte mit Standardchassis. Die Testzeit für das vorliegende Gerät von über vier Monaten war ausreichend, um die Betriebssicherheit des Gerätes zu beurteilen. Der Empfänger arbeitete während dieser Zeit ohne Ausfall.
Als besonderer Vorteil gegenüber dem Standardchassis wäre die Stabilität der Zeile zu nennen, die bei den vorhergehenden Geräten bei Senderumschaltung oder bei Schaltstößen über die Netzleitung aussetzte. Die jetzige Stabilität ist auf Wegfall der VHF-Regelung und Änderungen der Kopplungszeitkonstante zwischen der Videoendstufe und dem Amplitudensieb sowie auf Änderungen im Phasenvergleich zurückzuführen. Der Hinweis auf die VHF-Regelung soll nicht bedeuten, daß eine Unstabilität der Zeile bei Vorhandensein der VHF-Regelung vorliegt, sondern vielmehr, daß die Siebung der Regelleitung bei dem Standardchassis in bezug auf die genannte Stabilität unzweckmäßig dimensioniert gewesen ist.
Der Wegfall der VHF-Regelung – der Empfänger wird nur über zwei ZF-Stufen geregelt – kann jedoch in bezug auf den Kontrastregelbereich von Nachteil sein. Mit Sicherheit kann dies nicht behauptet werden, da zur Beurteilung nur ein Geräteexemplar herangezogen werden konnte. Bei dem Testgerät wurde nämlich festgestellt, daß der Kontrastregelbereich zur oberen Grenze hin eingeengt ist. Dies wirkt sich dann nachteilig aus, wenn das Zimmer mit hellem Sonnenlicht ausgefüllt ist. Natürlich werden durch diese Einengung die Rauscheigenschaften des Bildes vorteilhaft vermindert. Gegenüber dem Standardchassis ist zwar im ZF-Verstärker eine Regelröhre eingesetzt worden, die den Wegfall der VHF-Regelung ausgleichen soll, doch beim Testgerät zeigte sich trotzdem der erwähnte Nachteil.
Gegen Ende der Testzeit machte sich ein geringer Bildhöhenschwund bemerkbar. Die Bildlinearität war ohne Eingriff in das Gerät nicht auf den Normalstand einzustellen. Beim Gerät „Donja" ist zwar durch Parallelschaltung eines Thermistors zu den Ablenkspulen schon eine Verbesserung vorhanden, doch kann durch Alterungserscheinungen im Anodenstromversorgungszweig des Vertikalgenerators eine weitere Möglichkeit zum Bildhöhenschwund gegeben sein.
Zu der Formgestaltung soll hier nichts gesagt werden, hierauf wurde schon in radio und fernsehen H. 10 (1964) und H. 11 (1964) näher eingegangen. Die vom VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt zur Leipziger Herbstmesse 1964 ausgestellten Geräte zeigten, daß dieses Werk in bezug auf die Formgestaltung einen großen Schritt nach vorn getan hat.
Unzweckmäßig ist bei „Donja" die Kanalanzeige. Die Ziffer des eingestellten Kanals ist nur aus fast senkrechter Draufsicht zu erkennen. Da TV-Empfänger relativ niedrig aufgestellt werden, muß diese Anordnung der Kanalanzeige als Nachteil empfunden werden. Wenn hierzu der Einwand kommen sollte, daß der Fernsehbesitzer ohnehin schon am Bild den eingestellten Kanal erkennt, dann könnte man ja auch die Kanalanzeige fortfallen lassen.
Weiterhin wäre die Rückwand zu bemängeln. Bei dem Testgerät handelt es sich um die Rückwand mit den Kofferecken. Diese Rückwand ist nicht servicefreundlich, sie läßt sich sehr umständlich entfernen.

Empfindlicher Kleinstempfänger für den MW-Bereich

Dipl.-Phys. J. LACHMANN

Oftmals wünscht man sich einen Rundfunkempfänger, den man ständig bei sich führen kann. Ein derartiger Empfänger sollte sehr klein sein, eine variable Abstimmung und eine Empfindlichkeit besitzen, die kaum geringer als die eines 5-Kreis-Transistorsupers sein darf. Im nachfolgenden Beitrag wird ein Kleinstempfänger für den MW-Bereich beschrieben, der diesen Anforderungen genügt.

Schaltungsbeschreibung

Der Empfänger besteht aus einem rückgekoppelten HF-Verstärker mit nachfolgender Diodendemodulation und einem zweistufigen NF-Verstärker (Bild 1). Er ist nur für Kopfhörerwiedergabe eingerichtet. Hierdurch entfallen der Lautsprecher, die üblichen zwei Gegentakttrafos im NF-Verstärker sowie die sonst relativ voluminöse Batterie, wodurch sich die Abmessungen des Gerätes mit 85 × 43 × 20 mm recht gering halten lassen (Bild 2).

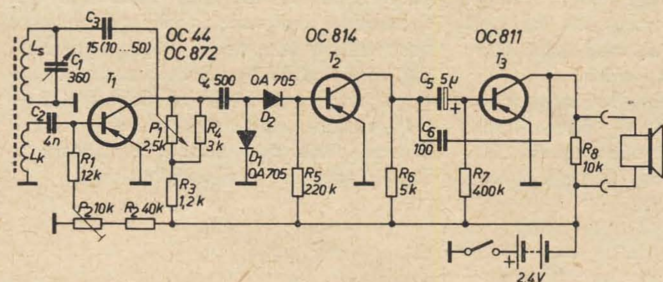


Bild 1: Schaltung des Empfängers

Der HF-Teil ist mit einem HF-Transistor T_1 ≙ OC 44 bestückt. Als gleichwertiger Ersatz kann ein OC 872, bei geringerer Verstärkung ein OC 871 verwendet werden. Der Schwingkreis wird induktiv an T_1 angepaßt. Die Koppelspule L_k besitzt 1/9 (1/7 ··· 1/20 je nach gewünschter Empfindlichkeit und Trennschärfe) der Windungszahl der Schwingkreisspule L_S. Der Wert des Rückkopplungskondensators C_3 von 10 ··· 50 pF hängt vom Transistorexemplar ab. Mittels P_1 wird die Rückkopplung geregelt. P_2 dient zur Einstellung des Kollektorstroms von T_1 – etwa 1 mA – und wird so geregelt, daß die HF-Schwingung möglichst früh einsetzt. Hierdurch wird ein weicher Einsatz der Rückkopplung erzielt. Die Demodulation besorgen die beiden Dioden D_1 und D_2. Sie sind über C_4 an das heiße Ende von P_1 angeschlossen. Da man die Empfindlichkeit durch den Einsatz von Dioden mit einem besonders günstigen Sperr-Durchlaßstrom-Verhältnis bei Spannungen unter 0,5 V steigern kann, wurden für D_1 und D_2 zwei ausgesuchte Dioden OA 705 verwendet. Der relativ geringe Wert des Kondensators C_4 von 500 pF bewirkt, daß der NF-Anteil des Rauschspektrums von T_1 nur noch geringfügig über C_4 in den NF-Verstärker gelangt.

Der Eingang des NF-Verstärkers ist mit einem rauscharmen Transistor T_2 ≙ OC 814 bestückt. R_5 wurde so bemessen, daß der Kollektorstrom von T_2 etwa 200 μA betrug. Als Endtransistor T_3 dient ein OC 811 mit besonders geringem Reststrom. Der bei Verwendung eines Kristallhörers notwendige Arbeitswiderstand R_8 kann dann den relativ hohen Wert von 10 kΩ haben. Wenn man einen elektromagnetischen Kopfhörer benutzt, ist R_8 überflüssig. Man wird dann den Kollektorstrom auf etwa 0,5 mA mittels R_7 einstellen. C_6 dient zur Gegenkopplung der hohen Frequenzen. Hiermit lassen sich die restlichen NF-Rauschanteile von T_1 unterdrücken.

Hinweise für den mechanischen und elektrischen Aufbau

Die wesentlichen Einzelheiten des mechanischen Empfängeraufbaus zeigen die Bilder 3, 4, 5 und 6. Der Verstärker, der Ferritstab und der Drehkondensator C_1 sind auf einer 0,5 mm starken Pertinaxplatte angebracht. Lediglich das Potentiometer P_1, die Anschlußbuchse für den Kopfhörer („Sternchen"-Bauteil) sowie der Batteriekontakt sind direkt am Gehäuse befestigt. Die Abmessungen des Verstärkers konnten besonders klein gehalten werden, da die Anschlußdrähte durch in das Chassis gebohrte Löcher (0,8 mm ∅) gezogen, scharf umgebogen und verlötet wurden. Sämtliche Widerstände sind 0,05-W-Typen. Das Chassis besitzt drei Aussparungen, in denen sich das Potentiometer P_1, die Kopfhörerbuchse und die Batterie befinden. Die Unterseite des Chassis trägt drei 2 mm hohe, angeklebte Distanzstücke D, die je ein Gewindeloch M 1,4 besitzen und zur Befestigung des Chassis am Gehäuse

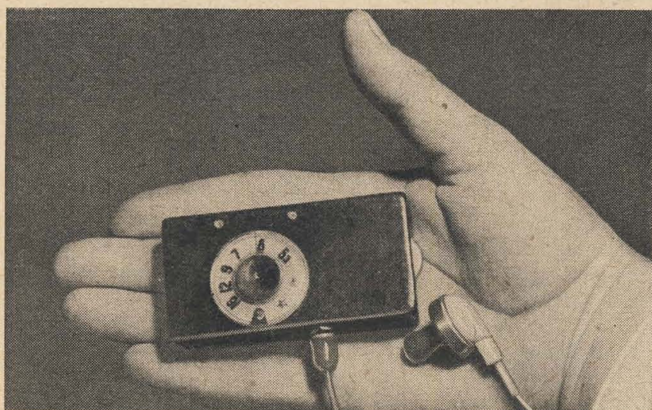


Bild 2: Gesamtansicht des Empfängers

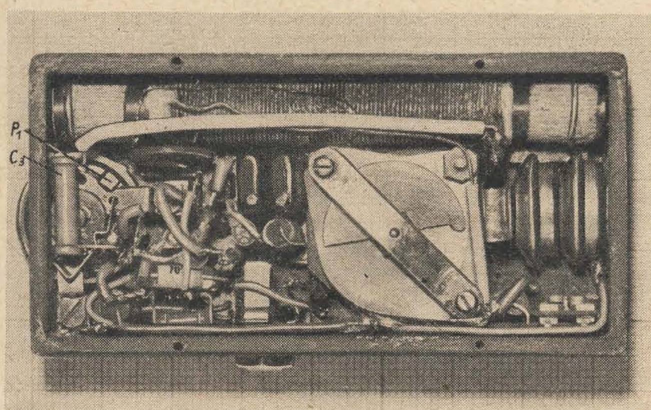


Bild 3: Ansicht des Empfängers nach Abnehmen der Rückwand

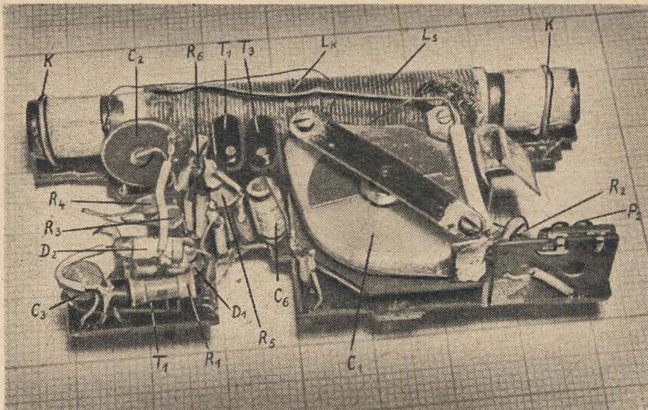


Bild 4: Chassis von oben gesehen

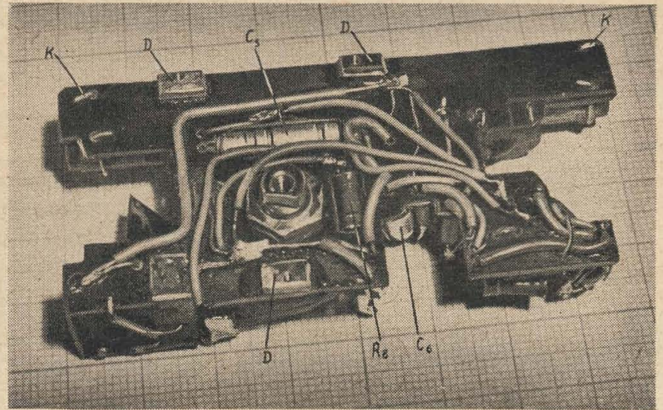


Bild 5: Chassis von unten gesehen

dienen (Bild 5). Das Potentiometer P_2 – ein Einstellregler 0,05 W für gedruckte Schaltungen – befindet sich auf einer gesonderten Pertinaxplatte, die mit einem 0,3 mm starken Blechwinkel auf das Chassis geklebt wurde. Zur Befestigung des Knopfpotentiometers P_1 wurden zwei quaderförmige Metallstücke Q mit quadratischer Grundfläche und einem Gewindeloch M 2 angefertigt und in das Gehäuse geklebt. An diese wurden dann die Lötösen des Schalters von P_1 angeschraubt (Bilder 3 und 6). Da dem Verfasser kein lineares 2,5-kΩ-Knopfpotentiometer zur Verfügung stand, mußte die Schleifbahn eines handelsüblichen Knopfpotentiometers mit Ausschalter durch die passende Schleifbahn eines 0,1-W-Einstellreglers (2,5 kΩ) ersetzt werden. Es empfiehlt sich, die neue Schleifbahn vor dem Einbau in das Knopfpotentiometer zu prüfen, damit dasselbe später nicht kratzt. Beim Einnieten der neuen Schleifbahn sollte man sehr vorsichtig sein, damit ihre Kontakte nicht beschädigt werden. Kleine Fehler der Kontaktschicht kann man notfalls mit Leitsilber (VEB Schuhchemie Mölkau/Leipzig) ausbessern. Es ist zweckmäßig, wenn die neuen Hohlnieten einen großen, flachen Zylinderkopf besitzen, der auf dem Schleifbahnkontakt beruht. Der beschriebene Umbau läßt sich ebenso mit dem Knopfpotentiometer vom „Sternchen" durchführen. Der Ferritstab (8 ∅ × 78 mm) wurde aus einem 100-mm-Stab durch Abbrechen und Glattschleifen der Bruchstelle gewonnen. Der Stab trägt die Schwingkreiswicklung L_S (HF-Litze 30 × 0,05), die Koppelwicklung L_K (0,3 CuL) und wurde mit zwei Kupferdrahtschellen K (Bilder 4 und 5), die nicht in sich geschlossen sein dürfen, auf dem Chassis befestigt. Die Koppelwicklung befindet sich in der Mitte der Schwingkreisspule; ihre Windungen wurden zwischen die der Schwingkreiswicklung gelegt. Anstelle des verwendeten Miniaturdrehkondensators C_1 ≙ 360 pF kann der Sternchen- oder Mikki-Drehko benutzt werden. Mit letzterem lassen sich die Abmessungen des Gerätes noch etwas verringern.

Das Gehäuse besteht aus Hartgewebe und Pertinax. Die Seitenwände wurden aus 3 mm starkem Hartgewebe, die Frontplatte und die Rückwand aus 1,5 mm starkem Pertinax gefertigt. Die Frontplatte und die Seitenwände sind verstiftet und verklebt. Die Rückwand wird mit vier Senkschrauben M 1,4 angeschraubt. Die Seitenwände dürfen wegen der Verstiftung und der vier Gewindelöcher M 1,4 (Bild 3) nicht aus Pertinax angefertigt werden, da dieses Material leicht spaltet. Sämtliche Klebearbeiten am Gerät wurden mit einem Epoxydharzkleber (Epilox, VEB Leuna-Werke „Walter Ulbricht", Araldit, Uhu Plus usw.) ausgeführt. Während man das Gehäuse auch mit Duosan Rapid kleben kann – dies gestattet die Verstiftung –, sollten die drei Distanzstücke am Chassis wegen der starken Beanspruchung unbedingt mit Epoxydharz geklebt werden, wenn man sie nicht auf andere Weise befestigt. Das gleiche gilt auch für die Befestigung des Knopfpotentiometers, für den am Gehäuse befindlichen Batteriekontakt und für die am Chassis angeklebte Kontaktfeder (zweiter Batteriekontakt).

Elektrische Vorarbeiten

Bevor man die Schaltung auf das endgültige Chassis montiert, empfiehlt es sich, mit den Einzelteilen erst eine provisorische Brettschaltung aufzubauen. Hierbei ist zunächst die genaue Windungszahl von Schwingkreis- und Koppelspule festzustellen. Danach sind die richtige Größe des Rückkopplungskondensators C_3 und die geeigneten Werte des Spannungsteilers P_1, R_3, R_4 zu ermitteln. Schließlich wird man die Größe von R_5 und R_7 überprüfen, d. h. die gewünschten Kollektorströme einstellen. Es ist zu beachten, daß nach einer Änderung des HF-Teils das Potentiometer P_2 eventuell nachgestellt werden muß. Außerdem müssen die Dioden D_1 und D_2 so gepolt sein, daß der Kollektorstrom von T_2 abnimmt, wenn T_1 schwingt. Wenn man dies berücksichtigt, braucht man am fertig montierten Gerät lediglich P_2 – wie bereits erwähnt – einzustellen.

Stromverbrauch und Batterie

Das Gerät verbraucht insgesamt 1 bis 1,5 mA. Da im Gerät zwei gasdichte NK-Akkus (Knopfzellen, VEB Grubenlampenwerk Zwickau, Katalog-Nr. 9170,1) mit 50 mAh Kapazität als Batterie verwendet werden, ergibt sich eine Betriebsdauer von 30···50 h. Bringt man einen zusätzlichen Kontakt am Gehäuse an, so läßt sich die Batterie über diesen und über die Kopfhörerbuchse innerhalb des Gerätes laden.

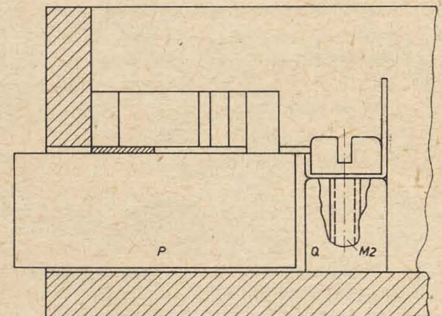


Bild 6: Befestigung des Knopfpotentiometers P_1 am Gehäuse

Die Ladezeit beträgt 17 h bei einem Ladestrom von 4 mA. Falls man eine Vergrößerung des Gerätes in Kauf nimmt, so lassen sich anstelle der NK-Akkus auch zwei Heizelemente E Abt 1,5 V, Nr. 321 (Hersteller: VEB BAE, Berlin) verwenden. Die Lebensdauer dieser Batterie beträgt etwa 150 h, ihre Lagerfähigkeit maximal 1 Jahr.

Erprobung

Die Erprobung des Gerätes ergab, daß seine Empfindlichkeit nicht allzuviel hinter der eines 5-Kreis-Transistorsupers (Sternchen) zurückblieb. Der Sender Berlin-Köpenick (Berliner Rundfunk, 611 kHz) konnte z. B. zu jeder Tageszeit in Leipzig, Dresden, Tabarz und Wernigerode gut empfangen werden. Die Empfindlichkeit und Trennschärfe des Gerätes sind so groß, daß abends im Raum Berlin auf jedem Kanal des Mittelwellenbereiches – mit Ausnahme der unmittelbaren Nachbarkanäle der Ortssender – der Empfang eines Senders möglich ist. Die Trennschärfe reicht auch in unmittelbarer Nähe eines Ortssenders zum Empfang der übrigen Bezirkssender aus.

Dynamikbegrenzer mit Transistor als veränderlichem Widerstand

HAGEN JAKUBASCHK

Dynamikbegrenzer dienen in NF-Geräten in erster Linie als Übersteuerungsschutz bei stark schwankendem NF-Pegel. Der nachfolgende Beitrag behandelt eine wirksame Dynamikbegrenzung für ein Transistor-Tonbandgerät. Überschreitungen des normalen Aussteuerungsgrades können dabei bis zu 20 dB ausgeregelt werden!

Die Aufgabe wurde durch Verwendung eines Transistors als gesteuerten Widerstand gelöst. Da die endgültige Schaltungslösung keine Bedingungen an Einzelheiten der Magnetbandgerätschaltung stellt, ist sie allgemein für alle transistorisierten Tonbandgeräte, im Prinzip auch für röhrenbestückte Bandgeräte, anwendbar. Deshalb wird hier auf Angabe der Gesamtschaltung des benutzten Tonbandgerätes verzichtet.

Das Prinzip

Bild 1 zeigt das Prinzip der Dynamikbegrenzung mit Transistor als gesteuertem Widerstand. Die Originalschaltung des

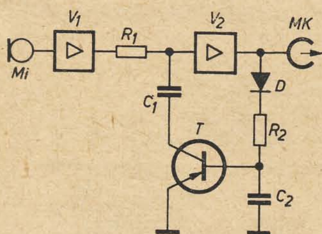


Bild 1: Prinzipschaltung des Dynamikbegrenzers (Diode D ist falsch gepolt)

Bandgerätes zeigt hinter dem Anschluß des Mikrofons Mi zunächst eine Vorverstärkerstufe V_1. Hinter dieser folgen Pegelregler und Aufsprechverstärker, der gewöhnlich mehrstufig ausgelegt ist und an den Magnetkopf MK eine Aufsprechspannung von einigen Volt abgibt. Diese Baugruppen sind hier durch die Verstärkerstufe V_2 symbolisiert.

Regelorgan ist der Transistor T. Er arbeitet ohne Kollektorspannung, worin die typische Besonderheit dieser Schaltung besteht. Der Kondensator C_1 riegelt lediglich die auf der Verbindungsleitung V_1–V_2 meist vorhandene Gleichspannung ab und ist so dimensioniert, daß er sich NF-mäßig nicht bemerkbar macht.

Der wirksam werdende dynamische Widerstand zwischen Kollektor und Emitter des Transistors T ist im Ruhezustand der Anordnung relativ hoch (Größenordnung 100 kΩ). Der Widerstand sinkt, sobald über die Basis-Emitterstrecke ein Stromfluß einsetzt, proportional mit diesem beträchtlich ab. Dieses Verhalten des Transistors als gesteuerter Wechselstromwiderstand wurde empirisch näher untersucht. Dabei wurde gefunden, daß die Kollektor-Basisstrecke keine störende Nichtlinearität oder Stromrichtungsabhängigkeit zeigt, solange die am Kollektor anliegende Wechselspannung einen Wert von 5 bis 10 mV nicht überschreitet. Dieser Wert wird aber hinter der ersten Stufe des Aufsprechverstärkers praktisch nicht erreicht, wenn vorausgesetzt wird, daß Mi im Bild 1 ein dynamisches Mikrofon mit einer Spannungsabgabe um 0,1 mV/μb ist. Anderenfalls kann der Regeltransistor T mit R_1 noch vor V_1 unmittelbar hinter dem Mikrofon angeordnet werden. R_1 und T bilden einen Spannungsteiler, dessen Querwiderstand von T gebildet wird und durch Regelung des Basisstromes von T veränderbar ist. Die Schaltung wurde näher untersucht, wobei an die Stelle von V_1 ein Tongenerator und anstelle von V_2 ein Oszillograf sowie ein Röhrenvoltmeter traten. R_1 wurde für diese Messung mit 10 kΩ dimensioniert. Die grundsätzliche Brauchbarkeit des Verfahrens wurde festgestellt, wobei sich im Hinblick auf eine große Regelsteilheit Transistoren mit hohem β als günstig erwiesen.

Aus der dem Magnetkopf zugeführten Aufsprechspannung gewinnt man durch Gleichrichtung eine Regelspannung, die dem Transistor zugeführt wird. R_2 und C_2 stellen Siebglieder zur Unterdrückung von NF-Resten dar, die sonst eine Selbsterregung der Schaltung bewirken könnten. Die Vorteile des Prinzips liegen auf der Hand: Die Schaltung erfordert keinen großen Aufwand und kann allen üblichen NF-Verstärkerschaltungen nachträglich angefügt werden, wobei lediglich R_1 in den dort aufgetrennten Leitungszug einzusetzen ist. Die endgültige Schaltung zeigt, daß auch dies noch umgangen werden kann und lediglich zwei Punkte der vorhandenen Geräteschaltung „anzuzapfen" sind. Da der Kollektor des Regeltransistors keinen Arbeits-Gleichstrom führt, kann es auch bei plötzlich einsetzender Regelung nicht zu den gefürchteten Regelstößen mit „Zustopfen" der nachfolgenden Verstärkerstufen kommen.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die gesamte Begrenzerschaltung. Die angegebenen Dimensionierungen sind teilweise von den Transistordaten und den Pegelverhältnissen des Bandgerätes oder Verstärkers abhängig, dem die Schaltung angefügt werden soll. T_1 zeigt auszugsweise die Originalschaltung der Vorverstärkerstufe des für die Erprobung benutzten Bandgerätes. T_2 ist der Regeltransistor und entspricht T im Bild 1. Er ist über den Entkopplungskondensator C_1 unmittelbar dem Kollektor-Arbeitswiderstand R_1 des Vorverstärkers parallelgeschaltet. T_2 liegt jetzt wechselspannungsmäßig dem Kollektor-Arbeitswiderstand des ersten Transistors im Gerät parallel und verringert damit die Verstärkung, sobald die Regelung einsetzt. T_2 arbeitet hier also nicht wie im Prinzipschaltbild (Bild 1) als Querwiderstand eines Spannungsteilers. Trotzdem konnte auch hier ein Regelumfang von 20 dB erreicht werden. Die Regelung soll bis kurz vor Erreichen der Aussteuerungsgrenze unwirksam bleiben, dann aber kräftig einsetzen. Der dazu notwendige verzögerte Regeleinsatz wird durch Vorspannung des Regeltransistor-Potentials gegen die Regelspannung erreicht. Die notwendige Regelsteilheit entsteht, indem die Regelspannung mittels einer gleichrichtenden und verstärkenden Kollektorstufe T_3 erzeugt wird. Die Vorspannung für den verzögerten Regeleinsatz wird erreicht, indem der Emitter von T_2 mit P_1 gegen Masse „hochgelegt" wird. P_1 wird so eingestellt, daß die Regelung kurz unterhalb der Aussteuerungsgrenze einsetzt. Da die Betriebsspannung beim Mustergerät direkt aus der den Antriebsmotor speisenden 6-V-Batterie entnommen wurde, mußte sie mittels R_4 und C_4 für die Begrenzerschaltung gesondert ge-

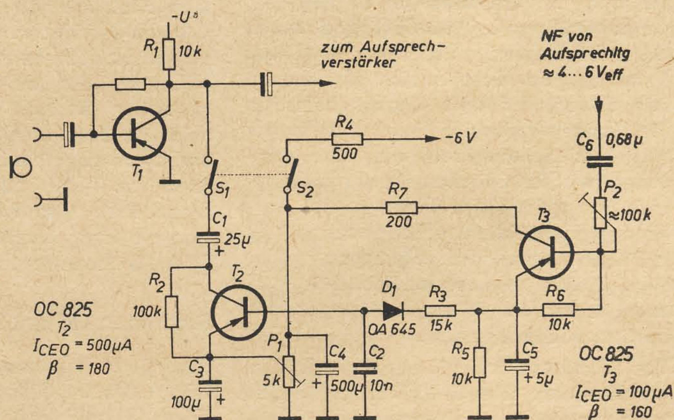


Bild 2: Vollständige Begrenzerschaltung des Mustergerätes

siebt werden. Mit S_1/S_2 kann die Begrenzung bedarfsweise abgeschaltet werden. Die NF-Spannung wurde direkt vom Ausgang der Transistorstufe abgegriffen, die auch den Magnetkopf speist. Über die Gleichstrom-Entkopplung C_6 und den Trimmregler P_2 – mit dem die Regelsteilheit eingestellt wird – gelangt die NF-Spannung an die Basis von T_3. C_6 und P_2 richten sich nach der verfügbaren NF-Spannung, die wenigstens 1 V betragen muß und im Mustergerät bei 4···6 V lag. T_3 richtet die NF-Spannung gleich, wobei es zur Aufladung des Emitterkondensators C_5 kommt. Die an C_5 stehende Gleichspannung ist daher dem NF-Pegel proportional, übersteigt jedoch den Betrag der NF-Spannung. R_6 senkt den Kollektorreststrom von T_3. Diese Maßnahme zusammen mit einem entsprechenden Abgleich von P_1 reicht aus, um störende Temperatureinflüsse auf die Begrenzung im Bereich zwischen — 20 °C und + 45 °C zu vermeiden.

Es ist zu fordern, daß die Regelung möglichst schnell einsetzt (Einregelzeitkonstante unter 1 ms), um auch kurzzeitige Pegelspitzen abzufangen. Die Ausregelzeitkonstante soll wesentlich größer sein, um einen „flatternden" Wiedergabeeindruck zu vermeiden. In der NF-Technik hat sich hierfür allgemein eine Ausregelzeitkonstante von 50 ms als günstigster Kompromiß eingebürgert, der insbesondere für Sprachaufnahmen vorteilhaft ist. Für Musikaufnahmen werden teilweise längere Ausregelzeitkonstanten bevorzugt (200 ms), was hier durch Zuschaltung weiterer Kapazität zu C_5 erreicht werden kann. Die Einregelzeitkonstante wird durch den Kollektorstrom von T_3 und damit – bei vorgegebener NF-Schwellspannung – durch dessen β bestimmt, weshalb hier im Interesse kurzer Einregelzeit ein Exemplar mit $\beta = 160$ und geringem Reststrom eingesetzt wurde. Die Ausregelzeitkonstante wird durch R_3 und R_5/C_5 bestimmt, wobei für R_5 10 kΩ nicht überschritten werden sollen. R_7 begrenzt den Kollektorspitzenstrom von T_3 bei plötzlichen starken Pegelsprüngen.

Über R_3 und D_1 gelangt die an C_5 stehende Regelspannung an die Basis des Regeltransistors T_2. Erst wenn ihr Betrag die mit P_1 eingestellte Vorspannung überschreitet, wird T_2 durchgesteuert. Unterhalb dieses Wertes erfolgt keine Begrenzung. Die Schaltung bringt gegenüber der Prinzipschaltung im Bild 1 auch keine zusätzliche Grunddämpfung in die Anlage. Durch die verstärkende Wirkung von T_3 und die besonders bei geringen Basisströmen große Regelsteilheit von T_2 setzt die Begrenzung oberhalb des mit P_1 eingestellten Wertes relativ scharf ein. Das ermöglicht die Einstellung der Ansprechschwelle dicht unterhalb der Aussteuerungsgrenze, so daß die Begrenzung tatsächlich nur bei drohender Übersteuerung, dann aber sehr wirksam in Funktion tritt. Die Diode D_1 wirkt sich wegen ihres nichtlinearen Widerstandes günstig auf den Verlauf der Regelcharakteristik aus und verhindert eine unzulässig hohe Sperrspannung an der Basis-Emitterstrecke von T_2 bei fehlender Regelspannung. R_2 dient zur Ableitung eventueller Aufladungen von C_1. C_2 unterdrückt Brummeinstreuungen und Störungen durch die etwa im Bandgerät vagabundierende Löschfrequenz. Die gesamte Begrenzerschaltung ist, bis auf die – notfalls abgeschirmt heranzuführende – Zuleitung vom Kollektor T_1 über S_1 bis zum Kollektor T_2, völlig unkritisch.

Betriebsergebnisse

Mit der Schaltung nach Bild 2 wurde an dem vorhandenen Bandgerät eine Verstärkungscharakteristik nach Bild 3 ermittelt. Als Aussteuerungsgrenze wurde dabei die nach der vorhandenen Aussteuerungsanzeige des Bandgerätes gültige Maximalaussteuerung angesehen, bei der am Magnetkopf eine NF-Spannung von 6 V stand. Die betriebsmäßige Normalaussteuerung – 3,5 dB unter Grenzwert – erreichte dieses Gerät sowohl vor als auch nach Einbau der Begrenzerschaltung bei einer Eingangsspannung von 0,1 mV am Mikrofoneingang. Wie Bild 3 erkennen läßt, bleibt die Verstärkungscharakteristik bis zu diesem Wert unverändert. Bei 0,1 mV setzt die Begrenzung ein, wodurch die Aussteuerungsgrenze erst bei 1 mV Eingangsspannung erreicht wird. Den theoretischen Verstärkungsverlauf ohne Begrenzung deutet die punktierte Linie an. Die Begrenzung regelt demzufolge 20 dB Übersteuerung noch sicher aus.
Eine Messung der Übertragungsdaten, insbesondere Frequenzgang und Klirrfaktor, ergab bei einer Eingangsspannung von 1 mV keine merkliche Verschlechterung der normalen bei 0,1 mV gemessenen Werte, lediglich der Klirrfaktor stieg

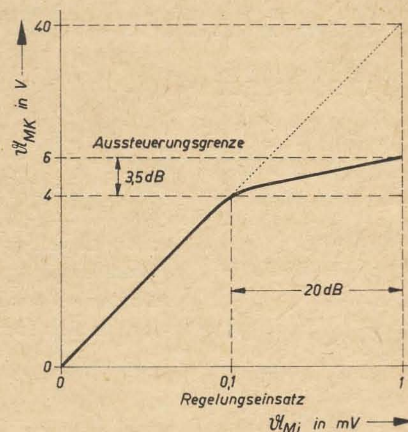
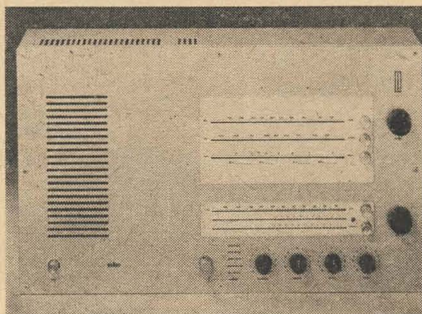


Bild 3: Die beim Mustergerät erzielte Regelcharakteristik

von 1 % auf knapp 2 % an. Gehörmäßig war das Arbeiten der Begrenzung nur bei starker Übersteuerung an dem bekannten „Atmen" des Hintergrundgeräusches, insbesondere in den Wortpausen bei Sprechaufnahmen, bemerkbar. Die unter gleichen Aufnahmebedingungen abgeschaltete Begrenzung ergab, wie nicht anders zu erwarten, eine völlig verzerrte Aufnahme ohne jede Wortverständlichkeit. Das mit dieser Schaltung ergänzte Reportage-Bandgerät wird nunmehr bei Wortaufnahmen grundsätzlich auf maximale Verstärkung eingestellt. Der Reporter kann dadurch Sprechlautstärke und Mikrofonabstand in weiten Grenzen ändern, ohne daß die Aufnahme untauglich wird. Die seit nunmehr reichlich neun Monaten unter verschiedensten Betriebsbedingungen und Klimaverhältnissen betriebene Schaltung hat sich bisher vollauf bewährt.

Stereosteuergerät für Wandaufhängung mit Hi-Fi-Qualität von Braun

Ein volltransistorisiertes Rundfunk-Steuergerät von Braun, das durch seine Flachbauform wie ein Bild an die Wand gehängt werden kann, ist jetzt in High-Fidelity-Qualität erschienen.



Hi-Fi-Stereosteuergerät (Braun)

An den Tuner-Verstärker TS 45 können hochwertige Plattenspieler mit Magnettonabnehmer wie auch normale Fonogeräte angeschlossen werden. Die hohe Ausgangsleistung von 2 × 12 W Sinusleistung (entspricht 2 × 18 W Musikleistung) gestattet es, auch stark gedämpfte Lautsprechereinheiten, wie sie heute für hochwertige Wiedergabe bevorzugt werden, zu betreiben.
Das TS 45 hat einen Übertragungsbereich von 30 bis 20 000 Hz. Der Klirrfaktor liegt bei Vollaussteuerung unter 1 %; der Fremdspannungsabstand ist größer als 50 dB, die Übersprechdämpfung beträgt 40 dB bei 1000 Hz. Die Empfangsleistung des Rundfunkteils ist durch eine UKW-Empfindlichkeit von 1,5 μV (für 26 dB Rauschabstand) und einen Begrenzungseinsatz bei 5 μV gekennzeichnet.

2-Kanal-Funkfernsteuerungsanlage für Flugmodelle

Ing. G. SCHUBERT

Der nachfolgende Beitrag behandelt eine Funkfernsteuerungsanlage, die praktisch in mehreren Flugstunden erprobt ist. Das Wesentliche des Beitrages ist die Rudermaschine, die in ihrer Konzeption vom bisher üblichen abweicht. Es handelt sich nicht um eine detaillierte Bauanleitung; vielmehr soll dem ernsthaften Amateur ein gangbarer Weg gezeigt werden, eine Proportionalsteuerung einfach zu verwirklichen.
Der Anlaß zur Entwicklung der nachstehend beschriebenen Anlage ist eine Kritik an den bisher benützten technischen Lösungen.

Rudermaschine

Konventionelle Rudermaschinen sind mit Kontaktsätzen ausgerüstet, die die Umsteuerung oder Neutralisation vorbereiten oder bewirken. Kontaktsätze sind im rauhen Betrieb störanfällig. Die Einstellzeiten sind wegen der verwendeten Getriebeuntersetzungen verhältnismäßig groß, so daß kurze Ruderausschläge für kleine Richtungskorrekturen schwer möglich sind. Da zur Neutralisation Stromquelle und Kontaktsätze erforderlich sind, können „Endlagenkatastrophen" auftreten.
Es wurde zunächst eine Rudermaschine entwickelt, die folgende Forderungen erfüllen sollte:

1. Die Drehrichtung des Permanentmagnetmotors soll die Ruderausschlagrichtung bestimmen.
2. Die Drehzahl des Motors soll die Ausschlagweite bestimmen.
3. Die Rudermaschine muß im stromlosen Zustand selbständig neutralisieren.

Geringes Gewicht und kleine Abmessungen sind die üblichen Anforderungen.
Die Konstruktion (Bild 1) sieht eine tourenzahlabhängige Drehmomentübertragung mit Hilfe einer Fliehkraftkupplung vor. Auf der Achse des 6,3-V-Piko-Motors (1) ist die Achsverlängerung (2) mit einer 1,4-mm-Schraube befestigt. Diese trägt auf ihrem Achsfortsatz das kleine Zahnrad (3) mit Flansch, welches leicht drehend auf dem Achsfortsatz gelagert ist und von einer kleinen aufgedrückten Scheibe gehalten wird. Zwei Stifte (6) in der Achsverlängerung nehmen zwei Fliehkraftbacken (5) drehend mit. Die Fliehkraftbacken wurden aus einem durchschnittenen Drehteil hergestellt. Sie werden durch eine Federspange (7), die auf der Draufsicht zu erkennen ist, auf der Achsverlängerung (2) angedrückt. Der Flansch des kleinen Zahnrades (3) hat einen 0,1 bis 0,2 mm kleineren Durchmesser als das Teil (2), so daß das Zahnrad im Ruhezustand frei dreht. Ins Zahnrad (3) greift das durch die Spiralfeder (9) in die Neutrallage gebrachte Zahnrad (8) ein. Das Zahnzahlverhältnis sollte zwischen 1 : 10 bis 1 : 30 liegen. Beginnt der Motor zu drehen, dann kippen die Backen (5) um die Stifte (6) und rufen am Flansch des Zahnrades (3) eine Friktionsmitnahme hervor, die in ihrer Größe von der Tourenzahl abhängig ist. Im Ruhezustand geben sie das kleine Zahnrad frei; das große Zahnrad dreht durch Federkraft in die Neutrallage zurück. Am großen Zahnrad werden die Ruderbewegungen durch mehr oder weniger weit vom Drehpunkt entfernt eingeschraubte Stifte entnommen.

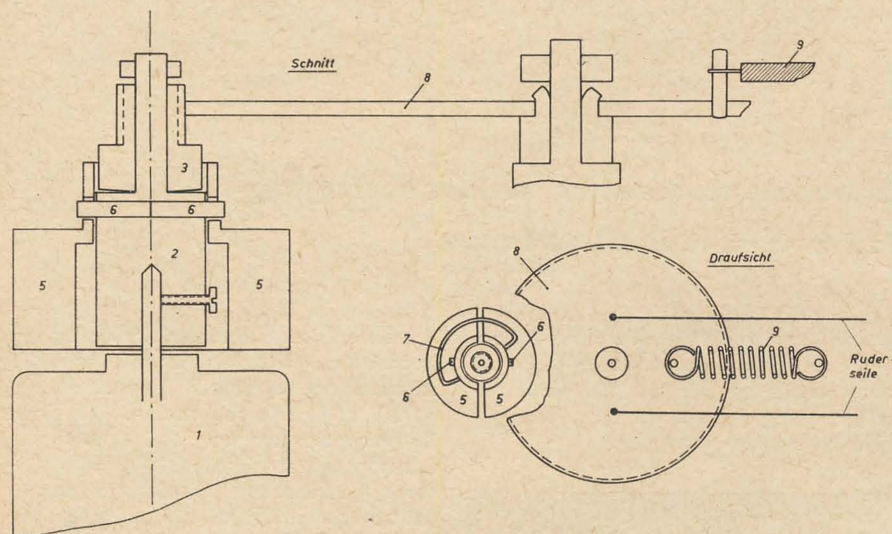


Bild 1: Schematische Darstellung der Rudermaschinen-Konstruktion

Dieses Konstruktionsprinzip bietet die Möglichkeit der Proportionalsteuerung unter folgenden Voraussetzungen:
Die Rückstellkräfte des Ruders müssen klein gegenüber der Nullstellkraft der Feder (9) sein. Die Nullstellkraft der Feder sollte bei beliebigen Drehwinkeln des Rades (8) annähernd konstant sein. Das erreicht man, wenn der Abstand Drehpunkt des Rades (8) zum Angriffspunkt der Feder klein gegenüber dem Abstand Angriffspunkt der Feder zu ihrem Aufhängungspunkt ist.
An dieser Stelle sei eine Kritik an den im Handel angebotenen Piko-Motoren ausgesprochen. Eine Lagerluft von mehreren zehntel Millimetern ist bei einem Achsdurchmesser von 1,5 mm unnötig. Ein guter Wirkungsgrad wird im sehr großen Luftspalt verschenkt. Die Kunststoffstege zwischen den Kollektorlamellen wachsen, und der Motor hat nach kurzer Betriebszeit Stellungen, in denen er nicht anläuft, weil die Kunststoffstege die Kohlebürsten von den Kollektorlamellen abheben. Ein betriebssicheres Anlaufen erreicht man durch vorsichtiges Abtragen der Stege im Laufbereich der Kohlebürsten.
Die beschriebene Rudermaschinenkonstruktion erzeugt bei Betrieb mit einer 4,5-V-Flachbatterie und einer Stromaufnahme von etwa 120 mA Ruderkräfte von etwa 100 p über Wege von etwa 10 mm. Diese Ruderkräfte reichen bei reibungsverlustarmer Übertragung durch zwei möglichst wenig umgelenkte Steuerdrähte (Perlon oder Stahl) zum Seitenruder für gute Steuerungseigenschaften aus. Der Verfasser hat ein 1,4 kg schweres Modell mit einer Spannweite von 1300 mm und einem 2,5-ccm-Motor mit der beschriebenen Rudermaschine ausgerüstet. Proportionalsteuereigenschaften und die obengenannten Daten der Rudermaschine ließen sich mit der Qualität des Motors erheblich verbessern.

Empfangsschaltung

Die verwendete Empfangsschaltung zeigt Bild 2. Das LC-Pendelaudion wurde für eine hohe Verstärkung dimensioniert und die nachfolgende NF-Stufe über einen Übertrager 5 K 10 angekoppelt. Die NF-Treiberstufe hat einen mit dem Basiswiderstand einstellbaren Begrenzereffekt und speist die NF-Energie über zwei in Reihe geschaltete Ankopplungswicklun-

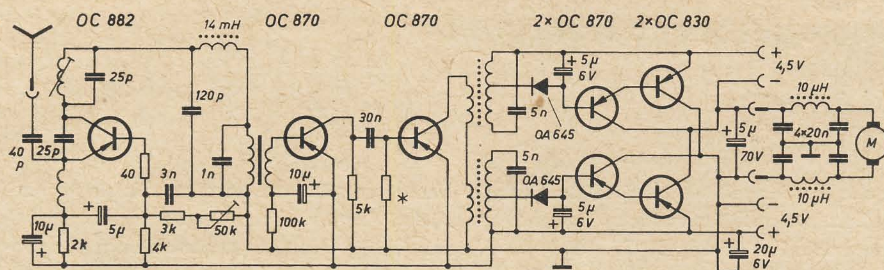


Bild 2: Empfangsschaltung

gen in die beiden auf 15 und 17 kHz abgestimmten Schwingkreise. Diese hohen Frequenzen wurden gewählt, um kleine und leichte NF-Spulen verwirklichen zu können. An die NF-Gleichrichtung schließt sich ein Emitterfolger an, um die Dämpfung der Kreise klein zu halten. Diese steuern den Strom durch die Endtransistoren OC 830. Der Basiswiderstand der NF-Treiberstufe wird so eingestellt, daß bei der max. möglichen Ansteuerung mit etwa 1,5 V_{eff} im Resonanzfall in den Emitterfolgern lediglich ein max. Emitterstrom von 10 mA fließt, um diese vor Überlastung zu schützen. Die NF-Kreise wurden vorteilhaft mit Styroflexkondensatoren bestückt. Die Spulenmaße und Wickeldaten sind dem Bild 3 zu entnehmen. Die vier NF-Transistoren OC 870 haben Stromverstärkungsfaktoren zwischen 20 und 30. Für die Emitterfolger und die Motortransistoren sind kleine Restströme (gemessen bei offener Basis)

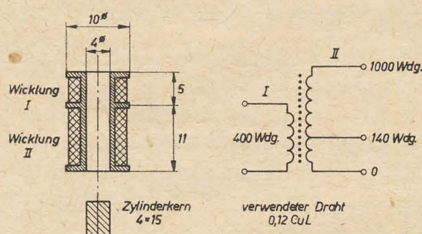


Bild 3: Spulenkörpermaße und Wickeldaten der NF-Resonanzkreise der Empfangsschaltung

anzustreben. Für die Motorentstörung erwiesen sich die angegebenen Schaltmittel als ausreichend. Als 5-µF-Kondensator wurde ein 70-V-Typ gewählt, da er für den Ruderausschlag nach einer Seite mit falsch gepolter Spannung betrieben wird.

Die gesamte Empfangsanlage belastet eine Batterie mit 1 mA und die zweite mit etwa 2 mA. Bei Ruderausschlag wird jeweils eine der beiden Batterien mit dem Motorstrom zusätzlich belastet.

Senderschaltung

Der Sender ist zweistufig aufgebaut (Bild 4). Auf den 27,12-MHz-Quarzoszillator folgt eine Gegentaktendstufe, die mit zwei Transistoren AF 125 bestückt wurde. Dieser zeitweilig im Handel erhältliche 60-mW-Typ läßt eine max. Kollektor/Emitterspannung von 32 V zu und eignet sich sehr gut für Sendeendstufen kleiner Leistung. Am Fußpunkt der CLC-Antenne wurden unmoduliert etwa 60 mW eingespeist.

An dieser Stelle sind einige Hinweise für die Dimensionierung und den Abgleich der Sendeendstufe angebracht. Vom Ausgangskreis zur Antenne soll Leistung übertragen werden, deshalb ist eine möglichst feste Kopplung anzustreben (eventuell HF-Eisenkern!). Die abgestimmte CLC-Antenne, deren Strahlungswiderstand durch einen Belastungsvergleich mit ohmschen Widerständen an der Antennenspule mit ausreichender Genauigkeit mit 75 Ω ermittelt wurde, hat eine mechanische Länge von 120 cm. Eine einfache Meßmethode für ihre genaue Abstimmung ergibt sich, wenn man berücksichtigt, daß sie im Abstimmfall dem HF-Generator eine max. Leistung entzieht. Man mißt mit einer Germaniumdiode und einem empfindlichen Meßwerk die von der Antennenspule eingespeiste Spannung und gleicht die Verlängerungsspule auf das scharf sichtbare Spannungsminimum ab. Ein mehrmaliges Abgleichen des Senderausgangskreises auf Maximum und der Verlängerungsspule auf Minimum ist erforderlich, da gegenseitige Verstimmungen auftreten. Diese Methode setzt eine sehr feste Kopplung voraus. Antennenkreis und Ausgangskreis müssen sich wie ein schwingungsfähiges Gebilde verhalten (siehe Bifilarkreise in TV-ZF-Verstärkern).

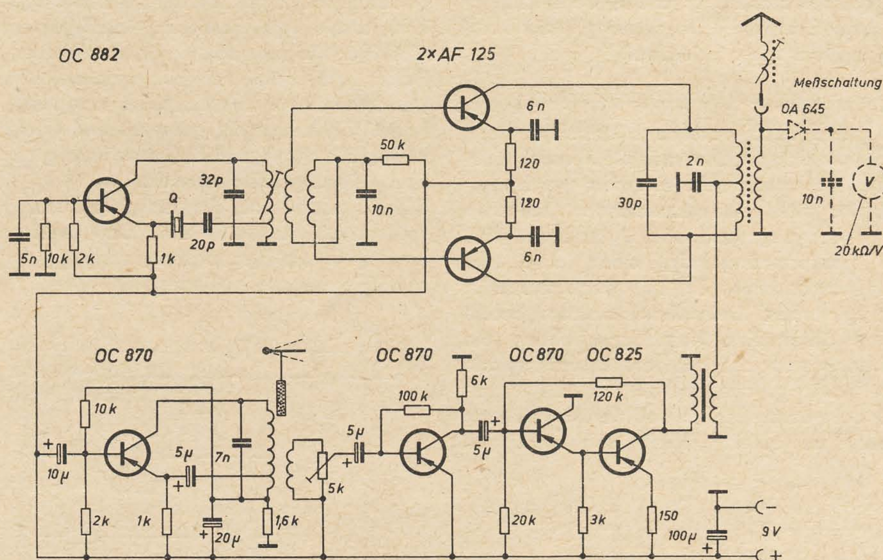


Bild 4: Senderschaltung

Der Modulationsteil besteht aus einem NF-Generator, der eine Frequenz von 16 kHz erzeugt, die mit einem Schiebekern, der vom Steuerknüppel bewegt wird, um ± 1 kHz verändert werden kann. Die erzeugte NF wird einem dreistufigen Modulationsverstärker zugeführt, der die Betriebsspannung der Sendeendstufe moduliert.

Die Stromaufnahme des kompletten Senders beträgt 14 mA bei einer Betriebsspannung von 9 V.

Der Sender läuft für Ruder in Nullage mit einer Modulationsfrequenz, die zwischen den beiden Empfangsniederfrequenzen liegt. Je nach Annäherung der Modulationsfrequenz an die Resonanzfrequenz des einen oder des anderen Kreises, läßt sich bei Ausnutzung der Resonanzkurvenflanken ein mehr oder weniger großer Ruderausschlag nach jeder Seite einstellen.

Mit der beschriebenen Anlage wurden Reichweiten von 300 m sicher erzielt, wobei der Empfänger mit einer 0,8-mm-Stahldrahtantenne von etwa 700 mm Länge ausgerüstet war.

Aufbau und Betrieb einer Funkfernsteuerungsanlage sind genehmigungspflichtig.

Ein transistorstabilisiertes regelbares Netzgerät

Dipl.-Ing. GÜNTER WIRTH

Ausschlaggebend für das Vordringen elektronisch stabilisierter Netzgeräte sind die Vorzüge, die sie im Vergleich zu Batterien haben. Sie arbeiten vollkommen wartungsfrei, ihre Ausgangsspannungen können stufenlos eingestellt werden und sind in weiten Grenzen von Netzspannungs- und Lastschwankungen unabhängig. Bei kleinerem Volumen kann man solchen Geräten wesentlich größere Ströme entnehmen als Batterien.

In den nachfolgenden Ausführungen soll gezeigt werden, wie man bei der Dimensionierung eines solchen Netzgerätes vorgehen kann. Den jeweiligen Erfordernissen entsprechend können Vereinfachungen oder Erweiterungen der Schaltung vorgenommen werden.

Das beschriebene Gerät gibt eine geregelte, stetig einstellbare Ausgangsspannung von 0,1···24 V ab, die in acht Bereiche unterteilt ist. Der max. Laststrom darf 2 A nicht überschreiten. Eine elektronische Sicherung schützt die Leistungstransistoren vor Überlastung. Die Ausgangsspannung ist erdfrei.

Berechnung der Eingangsspannung

Anhand des Blockschaltbildes Bild 1 soll die Wirkungsweise der Reihenstabilisierungsschaltung kurz erläutert werden.

Ergibt sich eine Abweichung zwischen der Ausgangsspannung U_a und der Vergleichsspannung U_Z, dann wird der Steuertransistor T_S im Regelverstärker ausgesteuert. Sein Kollektorstrom beeinflußt über eine Kaskadenschaltung die Transistoren, die mit dem Lastwiderstand in Reihe geschaltet sind und die Regelstrecke darstellen, so daß der Abweichung entgegengewirkt wird. Abweichungen

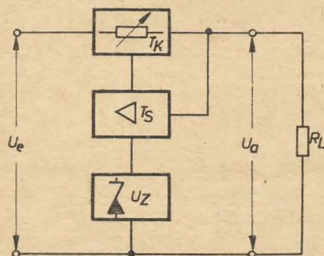


Bild 1: Blockschaltbild

vom Sollwert U_a können durch Schwankungen der Eingangsspannung, der Last und der Temperatur hervorgerufen werden.

Forderungen

Ausgangsspannung:	$U_a \leq 0{,}5 \cdots 24$ V, in 3-V-Stufen grob einstellbar
Laststrom:	$I_L = 0 \cdots 2$ A
Innenwiderstand:	$r_i < 20$ mΩ
größte Umgebungstemperatur:	$T_u = 45$ °C
Netzspannung:	$220\ \text{V}\ {}^{+5}_{-10}$ %

Der dynamische Innenwiderstand r_i der Regelschaltung kann mit der Beziehung

$$r_i \leq \frac{\Delta U_{BE\,(T_S)}}{I_{L\max}} \qquad (1)$$

abgeschätzt werden. Man erhält also einen kleinen Innenwiderstand, wenn der Steuertransistor eine hohe Verstärkung hat, so daß geringe Änderungen ΔU_{BE} schon eine ausreichende Kollektorstromänderung bewirken. Daraus resultiert aber andererseits die Forderung nach einem niedrigen Kollektorstrom für den Steuertransistor T_S, der sich nur erzielen läßt, wenn man eine Kaskadenschaltung mehrerer Transistoren T_K entsprechend Bild 2 wählt. Gleichzeitig wird dadurch ein guter Stabilisierungsfaktor erreicht.

Die Verlustleistung der Längstransistoren soll möglichst klein sein. Das erreicht man, wenn die Eingangsspannung U_{e1} nur den erforderlichen Mindestwert hat.

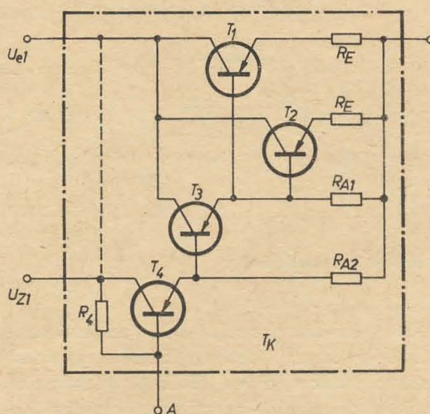


Bild 2: Kaskadenschaltung T_K

Bei Vollast und min. Eingangsspannung $U_{e1\,min}$ müssen an der Kollektor-Emitterstrecke der Längstransistoren T_1/T_2 noch 1,5···2,0 V stehen, damit eine Stabilisierung erfolgen kann. Daraus ergibt sich der Minimalwert der Eingangsspannung

$$U_{e1\,min} = U_{a\,max} + 2\ \text{V} = 24 + 2 = 26\ \text{V} \qquad (2)$$

Aus den zugelassenen Abweichungen der Netzspannung kann man Sollwert und Maximalwert der Eingangsspannung ermitteln. Aus der positiven Abweichung p und der negativen Abweichung q der Netzspannung wird eine Größe

$$P = \frac{1 - q}{1 + p} = \frac{1 - 0{,}1}{1 + 0{,}05} = 0{,}85 \qquad (3)$$

gebildet, die praktisch dem Verhältnis von minimaler zu maximaler Ausgangsspannung entspricht. Deshalb ist

$$U_{e1\,max} = \frac{U_{e1\,min}}{P} = \frac{26}{0{,}85} = 30{,}6\ \text{V}$$

Die benötigten Leerlaufspannungen müssen größer sein, da der Spannungsabfall am Innenwiderstand der Speisespannungsquelle berücksichtigt werden muß. Nach [1] gilt folgende Beziehung:

$$E_{e1\,min} = U_{e1\,min} + K \cdot I_{L\,max} \cdot R_{iT} \qquad (4)$$

Der Faktor K ist vom Stromflußwinkel des Gleichrichters abhängig und wird mit $K \approx 2{,}5 \cdots 3{,}0$ für Zweiweggleichrichtung angegeben. Die Berechnung der Leerlaufeingangsspannung ist nur näherungsweise möglich. Es hat sich als vorteilhaft erwiesen, zunächst einen Probetransformator zu wickeln, dessen Sekundärwicklung nach der Erprobung korrigiert werden kann.

Der Innenwiderstand des Transformators kann mit der Beziehung

$$R_{iT} \approx r_{iT} \cdot U_{sek}^2 \qquad (5)$$

abgeschätzt werden [2]. Zusätzlich müssen noch der Brummspannungsanteil und die Spannungsabfälle an Gleichrichter und Siebdrossel berücksichtigt werden.

Anhand der erforderlichen Sekundärleistung ermittelt man nach [2] die Transformatorgröße M 102/35 mit der Innenwiderstandskonstante $r_{iT} = 0{,}68 \cdot 10^{-3}\ \Omega/\text{V}$. Aus den Gln. (4) und (5) folgt mit dem zu erwartenden Wert $U_{sek} = 25$ V:

$$E_{e1\,min} = 26 + 3 \cdot 2 \cdot 0{,}425 = 28{,}55\ \text{V}$$

Sollwert und Maximalwert der Eingangsspannung erhält man aus

$$E_{e1\,soll} = \frac{E_{e1\,min}}{1 - q} = \frac{28{,}55\ \text{V}}{0{,}9} = 31{,}7\ \text{V}$$

$$E_{e1\,max} = (1 + p)\,E_{e1\,soll} = 1{,}05 \cdot 31{,}7\ \text{V} = 33{,}2\ \text{V}$$

Die Leerlaufspannungen am Ladekondensator C_L erhält man, wenn man zu diesen Werten die Brummspannung und den Spannungsabfall an der Drossel (≈ 1 V) addiert.

Den Spitzenwert der Brummspannung bei Zweiweggleichrichtung kann man näherungsweise aus Gl. (6) ermitteln.

$$U_{Br\,ss} \approx 3{,}2 \cdot 10^{-3}\,\frac{I_L}{C_L} \qquad (6)$$

I_L ist der Laststrom.

Um den Gleichrichter nicht durch Ladeströme zu überlasten, wird $C_L = 2000\,\mu F$ gewählt, dann ist

$$U_{Brss} = 3{,}2 \cdot 10^{-3} \frac{2}{2 \cdot 10^{-3}} = 3{,}2\,V$$

Das sich anschließende LC-Siebglied vermindert die Brummspannung soweit, daß nur noch ein verschwindend geringer Verlustleistungsanteil zu ihrer Ausregelung benötigt wird.
Der korrigierte Sollwert der Eingangsspannung wird also

$$E_{e1\,soll\,k} = 31{,}7 + 3{,}2 + 1{,}0 \approx 36\,V$$

Am Ge-Brückengleichrichter fallen maximal 1,2 V ab, die bei der Berechnung der Transformatorspannung berücksichtigt werden müssen:

$$E_{T1\,soll} = \frac{E_{e1\,soll\,k} + 1{,}2}{\sqrt{2}} = \frac{37{,}2}{1{,}41} = 26{,}3\,V$$

Diese Rechnung muß für alle acht Bereiche wiederholt werden (siehe Übersicht: Wickeldaten).

Wickeldaten des Netztransformators und der Drossel

N e t z t r a n s f o r m a t o r
Kern M 105/35, Dynamoblech IV, wechselseitig geschichtet
Primärwicklung: 830 Wdg. 0,55 ∅ CuL
Sekundärwicklung 1: 134 Wdg. 0,30 ∅ CuL
Sekundärwicklung 2: 115 Wdg. 1,40 ∅ CuL
Anzapfungen bei 38, 50, 61, 72, 82, 93, 104 Wdg.
Sekundärwicklung 3: 24 Wdg. 0,30 ∅ CuL
Sekundärwicklung 4: 134 Wdg. 0,30 ∅ CuL

D r o s s e l
Kern M 85/32, Dynamoblech IV, mit 0,50 mm Luftspalt (gleichsinnig geschichtet).
180 Wdg. 1,40 ∅ CuL

Berechnung der Kaskadenschaltung

Die auftretende Verlustleistung P_V kann nicht von einem Transistor verarbeitet werden. Man ist gezwungen, die Verlustleistung auf mehrere Transistoren zu verteilen. Die Leistungstransistoren können in Reihe oder parallelgeschaltet werden [3].
Im vorliegenden Fall wurde zugunsten der Parallelschaltung entschieden. Die verwendeten Transistoren müssen in ihren elektrischen Werten gut übereinstimmen und durch Emitterwiderstände, an denen etwa $U_{RE} = 0{,}5\,V$ abfallen sollen, gegengekoppelt werden, um eine gleichmäßige Lastverteilung zu ermöglichen [4]. Man faßt die Parallelschaltung der Transistoren als Ersatztransistor auf und verteilt den dafür berechneten Emitterwiderstand $R_{E\,ges}$ später auf die ermittelte Anzahl von Transistoren. Es ist

$$R_{E\,ges} = \frac{0{,}5\,V}{I_{L\,max}} = 0{,}25\,\Omega$$

Das Verlustleistungsmaximum tritt im höchsten Spannungsbereich auf, weil hier die absoluten Eingangsspannungsschwankungen am größten sind. Die größte Verlustleistung ergibt sich bei der höchsten Eingangsspannung $U_{e\,max}$, dem größten Laststrom $I_{L\,max}$ und der niedrigsten Ausgangsspannung $U_{a\,min}$ aus Gl. (7).

$$P_{v\,max} = I_{L\,max}\,(U_{e\,max} - U_{a\,min} - I_{L\,max} \cdot R_{E\,ges}) = 18{,}2\,W \qquad (7)$$

Diese Verlustleistung kann von zwei Leistungstransistoren OC 28 verarbeitet werden, wenn jeder Transistor auf ein geschwärztes, vertikal angeordnetes Kupferkühlblech von 1,5 mm Dicke und 125 cm² Fläche oder auf ein entsprechendes Aluminiumkühlblech von 2 mm Dicke und 220 cm² Fläche montiert wird. Die Kühlflächen sollen möglichst quadratisch sein. Der Emitterwiderstand $R_{E\,ges}$ wird auf zwei Transistoren aufgeteilt, man erhält also

$$R_E = 2\,R_{E\,ges} = 0{,}5\,\Omega$$

Zur Aussteuerung der Transistoren benötigt man einen Basisstrom von

$$I_{B\,(T1/T2)} = \frac{I_{L\,max}}{B_{min}} = 100\,mA \qquad (8)$$

weil für den Transistor OC 28 $B_{min} = 20$ (bei $-U_{CE} = 1\,V$, $-I_C = 1\,A$) angegeben wird.
Damit die Transistoren in der Kaskade gesperrt werden können, müssen zwischen den Emitteranschlüssen Widerstände R_A angebracht werden, die die Sperrströme ableiten (Bild 2). Für die Ableitströme setzt man den bei der max. zul. Gehäusetemperatur T_G auftretenden Wert I_{CBO} ein (OC 28: $-I_{CBO} < 12\,mA$ bei $T_G = 90\,°C$). Der Ableitwiderstand wird dann aus

$$R_A = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_{RA}} \qquad (9)$$

berechnet, wobei zu beachten ist, daß sich I_{RA} aus den Sperrströmen aller parallelgeschalteten Transistoren zusammensetzt. Für R_{A1} erhält man aus Gl. (9)

$$R_{A1} = \frac{0{,}85 + 0{,}5}{24 \cdot 10^{-3}} = 56\,\Omega$$

Vom Transistor T_3 in der Kaskade muß dann der Kollektorstrom

$$I_{C\,(T3)} = I_{B\,(T1/T2)} + I_{RA1} = 124\,mA$$

aufgebracht werden.
Die max. Verlustleistung von T_3 tritt auf, wenn der Transistorwiderstand dem Innenwiderstand der Speisespannungsquelle gleich ist, d. h., wenn Leistungsanpassung vorliegt. Es ist dann

$$P_{V\,(T3)} = \frac{U_{e\,max} - U_{a\,min}}{4}\,I_{C\,(T3)} = 0{,}3\,W$$

Für T_3 kann ein Transistor vom Typ GD 130 ohne Kühlfläche eingesetzt werden. Die min. Stromverstärkung bei $-U_{CE} = 7\,V$, $-I_C = 0{,}1\,A$ beträgt $B_{min} \geqq 20$.
Aus den Gln. (8) und (9) erhält man Basisstrom und Ableitwiderstand mit $I_{RA2} = 2{,}5\,mA$.

$$I_{B\,(T3)} = \frac{I_{C\,(T3)}}{B_{min}} = \frac{124}{20} = 6{,}2\,mA$$

$$R_{A2} = \frac{U_{BE\,(T3)} + U_{RA1}}{I_{RA2}} = \frac{0{,}4 + 1{,}35}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 700\,\Omega$$

Für R_{A2} wird ein Wert von 680 Ω gewählt. Der Kollektorstrom des folgenden Transistors T_4 setzt sich wieder aus zwei Anteilen zusammen.

$$I_{C\,(T4)} = I_{B\,(T3)} + I_{RA2} = 8{,}7\,mA$$

Die Verlustleistung dieses Transistors ist sehr gering, weil er seine Betriebsspannung aus einer stabilisierten Spannungsquelle erhält, wie aus dem Gesamtschaltbild Bild 4 hervorgeht.

$$P_{V\,(T4)} = U_{Z1}\,I_{C\,(T4)} = 6 \cdot 8{,}7 \cdot 10^{-3} = 52\,mW$$

Für T_4 können Transistoren OC 825 oder GC 121 mit $B_{min} = 40$ im hier vorliegenden Arbeitspunkt gewählt werden.
Der max. Basisstrom der Kaskadenschaltung wird damit

$$I_{B\,(T4)} = I_{B\,(TK)} = \frac{I_{C\,(T4)}}{B_{min}} = \frac{8{,}7}{40} = 0{,}22\,mA$$

Dieser Strom muß unter ungünstigsten Bedingungen über R_4 fließen können (Bild 2). Daraus ergibt sich die Dimensionierungsbedingung (10) für R_4, wenn zusätzlich ein Sicherheitsfaktor 1,1 berücksichtigt wird.

$$R_4 = \frac{U_{Z1\,min}}{1{,}1 \cdot I_{B\,max\,(TK)}} = \frac{5{,}3}{0{,}24} \cdot 10^3 = 22\,k\Omega \qquad (10)$$

Die Spannungsabfälle an den Basis-Emitterstrecken werden hierbei vernachlässigt.
Für die Transistoren $T_1 \cdots T_3$ müssen Typen ausgewählt werden, bei denen Kollektor-Emitterspannungen $> 30\,V$ zulässig sind, weil im Leerlauffall solche Spannungswerte auftreten können.

Dimensionierung des Regelteils

Um einen kleinen Innenwiderstand zu erhalten, wird die Ausgangsspannung direkt mit der Zenerspannung verglichen [1]. Unter Umgehung einer Brückenschaltung ist es möglich, daß Spannungsabfälle an Zuleitungen, am Innenwiderstand eines Strommessers oder an Schalterkontakten ohne Einfluß auf die Ausgangsspannung bleiben, weil sie den Innenwiderstand nicht vergrößern.
Die Vergleichsspannung U_{Z2} wird zum Einstellen der Ausgangsspannung mit dem Spannungsteiler R_Z unterteilt und dem Steuertransistor T_S am Emitter zugeführt (Bild 3). Zur Umschaltung der Vergleichsspannung wird nur eine Schalterebene benötigt, wie aus Bild 4 ersichtlich ist. Allerdings muß noch eine umschaltbare Vorlast R_V vorgesehen werden, damit auch im Leerlauffall die Regelung nicht aussetzt.
Die gewählte Schaltung hat weiterhin den Vorteil, daß ein Transistor mit niedriger Spannung U_{CE} gewählt werden kann, weil

$$U_{CE\,max\,(TS)} = U_{Z1\,max} + U_{BE\,max\,(TK)}$$

ist.

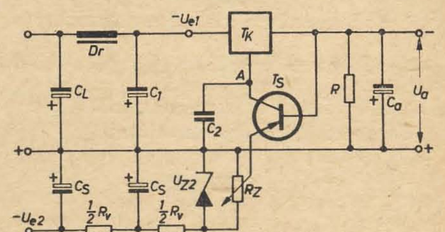


Bild 3: Regelschaltung

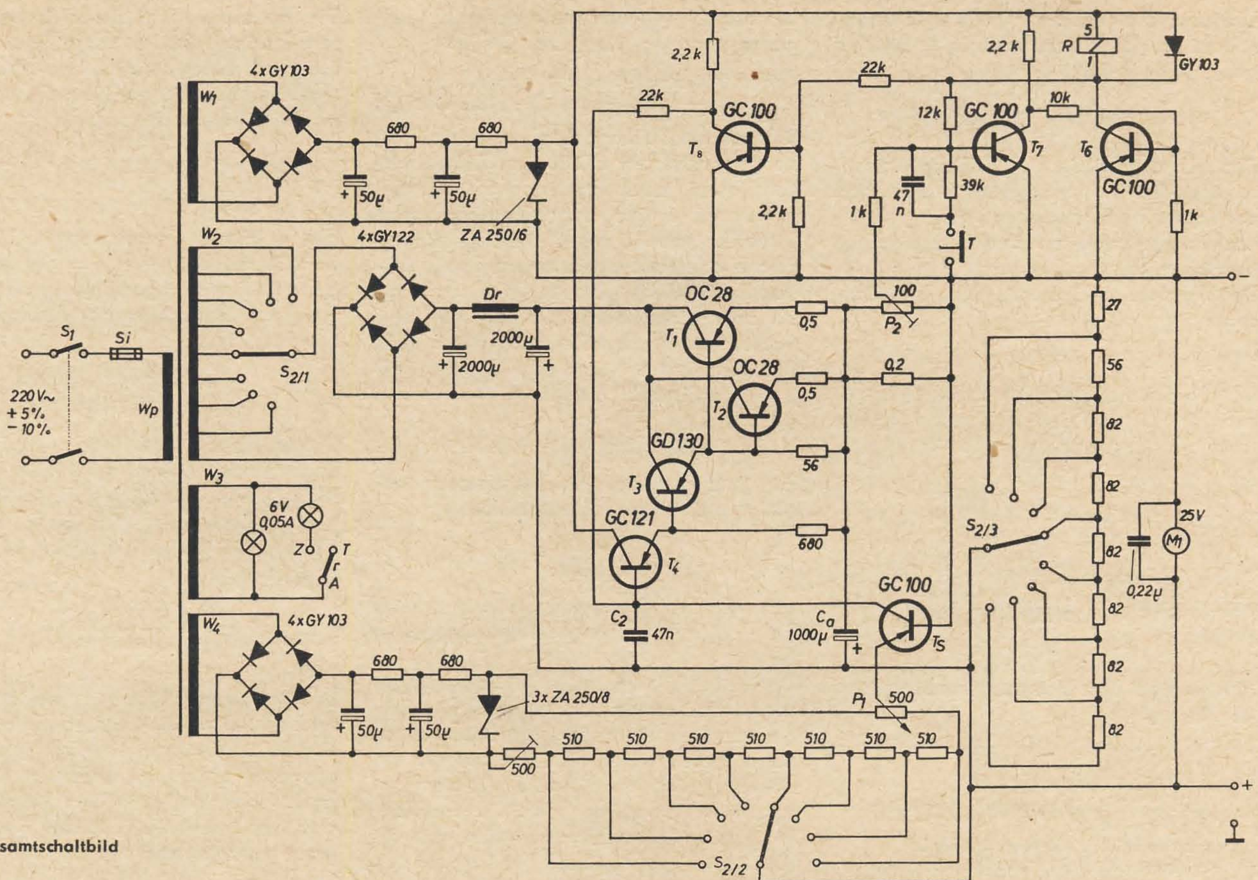


Bild 4: Gesamtschaltbild

Der max. Kollektorstrom des Steuertransistors T_S entspricht ungefähr dem größten Basisstrom der Kaskadenschaltung. Man erhält ihn aus Gl. (11).

$$I_{C\max(TS)} = \frac{U_{Z1\max} + U_{BE\max(TK)}}{R_4} \approx 0{,}4\ \text{mA} \qquad (11)$$

Nun kann auch die Verlustleistung bestimmt werden.

$$P_{V(TS)} = U_{CE\max(TS)} \cdot I_{C\max(TS)} \approx 3{,}2\ \text{mW}$$

Eingangs wurde bereits erwähnt, daß der Transistor T_S eine hohe Stromverstärkung haben soll. Ein Transistor vom Typ GC 100 (OC 870), Gruppe d, erfüllt die vorstehenden Forderungen.

Vergleichsspannungsteil

Da die Ausgangsspannung U_a direkt mit der Referenzspannung U_{Z2} verglichen werden soll, muß $U_Z = U_{a\max}$ sein. Um eine Wanderung der Zenerspannung durch Belastungsänderungen zu vermeiden, wird der Laststrom des Vergleichsspannungsteils etwa 10···20mal größer gewählt als der Kollektorstrom des Steuertransistors.

$$I_{RZ} = 10\cdots20\ I_{C\max(TS)} \qquad (12)$$

Dieser Strom ist nahezu konstant. Für den Widerstand R_Z erhält man daraus

$$R_Z = \frac{U_{Z2}}{I_{RZ}}$$

Wählt man in Gl. (12) den Faktor 15, dann werden $I_{RZ} = 6$ mA und $R_Z = 4$ kΩ.

R_Z wird in acht Teilwiderstände aufgeteilt. Mit dem Teilwiderstand P_1 erfolgt die Feineinstellung der Ausgangsspannung.

Mit diesen Angaben muß nun die Eingangsspannung U_{e2} ermittelt werden, die zur Erzeugung der Referenzspannung erforderlich ist. Sie wird aus einer gesonderten Spannungsquelle gewonnen.

Der Laststrom I_L ist konstant, so daß von der Zenerdiode nur Eingangsspannungsschwankungen ausgeglichen werden müssen. Da aber nur ein Transformator verwendet wird, treten zusätzliche Änderungen von U_{e2} durch Lastschwankungen über den Innenwiderstand R_{iT} auf. Der in Gl. (3) angegebene Faktor P liefert deshalb zu kleine Werte für U_{e2} und muß deshalb korrigiert werden [1]. Erfahrungsgemäß wird

$$E_{e1}'{}_{\min} = U_{e1\min} + \frac{1}{2} K\, I_{L\max} \cdot R_i$$

gesetzt. Siehe auch Gl. (4). Aus $E_{e1}'{}_{\min}$ und $E_{e1\max}$ wird der Quotient

$$Q = \frac{E_{e1}'{}_{\min}}{E_{e1\max}} = 0{,}82 \qquad (14)$$

gebildet, wobei $Q < P$ ist.

Bei Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden darf ein min. Zenerstrom von etwa $0{,}1 \cdot I_{Z\max}$ nicht unterschritten werden, damit der Arbeitspunkt immer oberhalb des Zenerknickes liegt. Der min. Eingangsstrom der Stabilisierungsschaltung wird also

$$I_{e\min} = I_L + 0{,}1\ I_{Z\max}, \quad (I_L = I_{RZ})$$

während der größte Eingangsstrom

$$I_{e\max} = I_L + I_{Z\max}$$

durch den höchsten zulässigen Zenerstrom festgelegt wird. Bildet man

$$Z = \frac{I_{e\max}}{I_{e\min}} = \frac{I_L + I_{Z\max}}{I_L + 0{,}1\ I_{Z\max}} \qquad (15)$$

und ist $Q \cdot Z > 1$,

dann kann die Stabilisierungsschaltung die gestellten Forderungen erfüllen [1] [6].

Die Eingangsspannung erhält man mit den Größen der Gln. (14) und (15).

$$U_{e2\max} \geqq U_Z \frac{Z - 1}{Q\,Z - 1} \qquad (16)$$

Der erforderliche Vorwiderstand wird

$$R_V = \frac{U_{e2\max} - U_Z}{I_L + I_{Z\max}} \qquad (17)$$

Dieser Widerstand darf nur nach oben „abgerundet" werden. Dann muß auch die Eingangsspannung entsprechend Gl. (18) erhöht werden. Gleichzeitig erreicht man dadurch eine bessere Stabilisierungswirkung.

$$U_{e2}'{}_{\max} = U_Z + R_V\,(I_L + I_{Z\max}) \qquad (18)$$

Den Sollwert der zweiten Eingangsspannung kann man näherungsweise aus

$$U_{e2\,\text{soll}} = \frac{1}{2} U_{e2\max}\,(1 + Q)\left(1 - \frac{p - q}{2}\right) \qquad (19)$$

bestimmen. Die Leerlaufspannung des Transformators wird

$$E_{T2\,\text{soll}} = \frac{1{,}1\ U_{e2\,\text{soll}}}{\sqrt{2}}$$

wenn ein Brückengleichrichter zur Erzeugung von U_{e2} vorgesehen ist.

Um eine gute Stabilisierung zu erzielen, wurde beim Mustergerät $U_{e2\max} = 46$ V

gewählt. Zur Erzeugung von U_{Z2} werden drei Zenerdioden ZA 250/8 in Reihe geschaltet. Wegen der konstanten Belastung kann $I_{Z\,max} = 10$ mA festgelegt werden. Dieser Wert liegt unter dem max. zul. Zenerstrom. Mit diesen Angaben erhält man $E_{T2\,soll} = 33{,}5$ V und die im Bild 4 angegebene Dimensionierung.

Hilfsspannung U_{Z1}

Um den Einfluß von Netzspannungsschwankungen weitgehend auszuschließen, ist es ratsam, den Steuertransistor aus einer stabilisierten Spannungsquelle zu betreiben. Will man diesen Aufwand nicht treiben, dann ist die im Bild 2 gestrichelt angedeutete Verbindung herzustellen.

Damit die Stabilisierungsschaltung gut ausgelastet wird, kann die elektronische Sicherung zusätzlich angeschlossen werden. Die Dimensionierung erfolgt ähnlich wie beim Vergleichsspannungsteil. Da hier aber ein veränderlicher Laststrom fließt, sind statt der Gln. (15) und (17) die Beziehungen

$$Z = \frac{I_{Z\,max}}{I_{L\,max} + 0{,}1\ I_{Z\,max}} \qquad (15a)$$

und

$$R_V = \frac{U_{e\,max} - U_Z}{I_{Z\,max}} \qquad (17a)$$

zu setzen.

Auch hier sollte die Eingangsspannung größer als unbedingt nötig gewählt werden. Die Bestimmung der übrigen Größen erfolgt in der vorher angegebenen Weise. Die Vorwiderstände der Zenerdioden werden in zwei gleiche Teilwiderstände unterteilt, damit Siebkondensatoren angebracht werden können.

Der kapazitive Widerstand der Siebkondensatoren soll kleiner als 5% von $1/2 \cdot R_V$ sein (Bild 3). Es gilt also

$$\frac{1}{\omega C_s} \leq 0{,}025\ R_V \qquad (20)$$

Bei Zweiweggleichrichtung ($\omega = 628\ s^{-1}$) erhält man daraus

$$C_s \geq \frac{64 \cdot 10^{-3}}{R_V} \qquad (20a)$$

Der Kondensator $C_2 = 47$ nF ist zur Schwingungsbedämpfung vorgesehen, während $C_a = 1000\ \mu F$ kurzzeitige Spitzenbelastungen wegpuffert.

Elektronische Sicherung

Die elektronische Sicherung arbeitet als bistabiler Multivibrator und schützt die Leistungstransistoren vor Überlastung. Beim Ansprechen der Sicherung wird der Verstärkungsvorgang unterbrochen, weil die Kollektorspannung von T_4 ungefähr auf Nullpotential abgesenkt wird. Mit der Taste T kann der Normalzustand wieder eingestellt werden, sobald die Überlastung beseitigt worden ist. P_2 gestattet, die Ansprechschwelle der Sicherung in weiten Grenzen zu wählen [5] [7]. Mit dem gepolten Relais R (Typ 377.002.53221, Gerätewerk Karl-Marx-Stadt) kann das Ansprechen der Sicherung optisch angezeigt werden. Es ist außerdem möglich, durch Benutzung des Kontaktes T den Lastkreis vom Netzgerät abzutrennen. Dadurch kann der Schaltungsteil mit T_8 eingespart werden. Die Unterbrechung muß hinter dem Vergleichsspannungsabgriff erfolgen.

Anstelle eines Relais kann auch ein Schauzeichen zur Anzeige benutzt werden. Bei einem 6-mA-Schauzeichen (100 Ω) ist ein Widerstand von 680 Ω in Reihe zu schalten. Verzichtet man auf eine optische Anzeige für die Sicherung, genügt ein Kollektorwiderstand von 1 kΩ für T_6.

Vorlast

Damit sich auch im Leerlauffall nur eine kleine Spannung zwischen Basis und Emitter von T_1/T_2 aufbaut, muß ein Vorlastwiderstand R vorgesehen werden, über den der Reststrom auch bei kleinster Ausgangsspannung abfließen kann (Bild 3). Andererseits darf aber durch die Vorlast keine zu große Belastung entstehen, weil sonst der Wirkungsgrad zu niedrig wird. Als Richtwert ist ein Widerstand

$$R = \frac{U_{a\,min}}{I_{CBO}\ (90\ °C)}$$

vorzusehen. Der Vorlastwiderstand wird mit U_a umgeschaltet.

Der eingebaute Spannungsmesser kann im Bedarfsfall auch als Strommesser geschaltet werden. Dazu ist ein zweipoliger Umschalter erforderlich. Der vorliegende Schaltungsvorschlag bietet die Möglichkeit, weitere Varianten einzuführen. Diese seien dem jeweiligen Anwender anheimgestellt.

Technische Daten

Ausgangsspannung: 0,1···24 V, massefrei in 8 Bereiche von je 3 V unterteilt, Zwischenwerte stufenlos einstellbar.
max. Laststrom bis + 45 °C Umgebungstemperatur: 2 A
Abweichung der Ausgangsspannung bei $^{+5}_{-10}$ % Netzspannungsschwankung: < 5‰
Gleichstrominnenwiderstand: < 16 mΩ
Innenimpedanz bei 100 kHz: < 300 mΩ
Brummspannung bei Vollast: < 10 mV_{eff}
Absicherung des Ausganges: elektronische Sicherung
Netzspannung: 220 V $^{+5}_{-10}$ %

Literatur

[1] Spannungsstabilisierung mit Halbleiterbauteilen. Technische Mitteilungen der Fa. Siemens & Halske, Teil 1, 2, 3 (1963)

[2] Kühn, R.: Die Bemessung von Netzgleichrichtertransformatoren. Elektronische Rundschau 9 (1955), H. 7, 8, 9, 11

[3] Günzel, K.: Probleme bei der Dimensionierung des Stellgliedes transistorisierter Spannungsregler. Internationale Elektronische Rundschau 18 (1964), H. 3, S. 129–133

[4] Günther, K.: Gleichmäßige Lastverteilung bei der Parallelschaltung von Leistungstransistoren. radio und fernsehen 11 (1962), H. 23, S. 745

[5] Diefenbach, W.: Transistorstabilisiertes Netzgerät. Funktechnik 17 (1962), H. 12, S. 512–516

[6] Spiesberger, G.: Spannungsstabilisierung mit Zenerdioden. Funktechnik 19 (1964), H. 5, S. 141 bis 142

[7] Siemens-Halbleiter. Schaltbeispiele, Ausgabe 1960

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

Diesmal wählten wir für Sie eine andere Art der Information innerhalb der Handbücherei Elektronik, und zwar möchten wir Ihnen über den Inhalt nur einer Neuerscheinung einen ausreichenden Überblick geben. Sie haben dadurch den Vorteil, sich bereits vor dem Erscheinungstermin ein Urteil bilden zu können und durch Vorbestellung das Exemplar zu sichern.

Bei dieser Neuerscheinung handelt es sich um die Broschüre von Poser über „Nachrichtentechnik und Wahrscheinlichkeitsrechnung" aus der Reihe „Kleine Bibliothek für Funktechniker". In dieser Broschüre versucht der Autor mit einfachen Mitteln und einer für den Nachrichtentechniker verständlichen Sprache die Grundgedanken der Wahrscheinlichkeitsrechnung anhand von Beispielen aus der Nachrichtentechnik klar darzulegen. Bekanntlich liegt ein sehr langer Weg zwischen den ersten Definitionen der Wahrscheinlichkeit und Statistik und der praktischen Anwendung in der Technik, z. B. bei der Informationstheorie und der Korrelationselektronik. Da nun aber einerseits der größte Teil der Lehrbücher über Wahrscheinlichkeitsrechnung ohne spezielle mathematische Vorbildung recht schwierig zu lesen ist und zum anderen die Anwendung mathematisch-statistischer Methoden vom Nachrichtentechniker immer häufiger gefordert wird, kann man diese Broschüre als willkommene Einführung ansehen, zumal nur Kenntnisse der Oberschulmathematik vorausgesetzt werden.

Der Inhalt gliedert sich in folgende drei Hauptabschnitte auf:

Einführung in die Wahrscheinlichkeitsrechnung
Auswertung von Meßergebnissen
Stochastische Prozesse

Hierbei ist der erste Hauptabschnitt am umfangreichsten. Aus methodischen Gründen werden in diesem Hauptabschnitt zunächst die Grundprinzipien der Wahrscheinlichkeitsrechnung anhand von empirisch statistischen Beispielen erläutert, bevor die eigentlichen Definitionen der Wahrscheinlichkeitsrechnung behandelt werden. Nach diesen Grundlagen wird auf die Zufallsgrößen eingegangen, die hauptsächlich in der Praxis auftreten, da sie durch Meß- bzw. Zählvorgänge ermittelt werden.

Der zweite Hauptabschnitt befaßt sich mit der Auswertung von Meßergebnissen, die sich aus Stichprobenwerten zusammensetzen. Dieser Abschnitt schließt mit einer Einführung in die Korrelationsanalyse.

Der letzte Hauptabschnitt dürfte für den Nachrichtentechniker am interessantesten sein, denn als stochastische Prozesse sind eine Reihe von Zufallsgrößen x (t) anzusehen, die von einem Parameter t abhängen. In der Nachrichtentechnik trifft dies für akustische, elektrische und elektromagnetische Signale zu.

Abschließend sei noch erwähnt, daß eine Reihe von Beispielen und Tabellen das Einarbeiten erleichtert.

Wir hoffen, daß Sie sich einen ausreichenden Überblick verschafft haben und wünschen Ihnen, falls Sie sich für den Kauf dieser Broschüre entscheiden, viel Erfolg beim Lernen.

Ihre Redaktion

Bibliografische Angaben:

Haus Poser

Nachrichtentechnik und Wahrscheinlichkeitsrechnung, 84 Seiten, 39 Bilder, 9 Tafeln, brosch. etwa 6,– MDN

Erscheinungsmonat: voraussichtlich Mai 1965

Kynophonetik –

ein Beitrag zur Problematik schöpferisch tätiger Automaten

Prof. BRINGS WAUBELL

Nachdem in letzter Zeit von verschiedensten Seiten mehr und mehr zu aktuellen Problemen der Kybernetik Stellung genommen wird, kommen jetzt neue Impulse von einer Seite, an die zuvor wohl kaum jemand gedacht hat – von der Kynologie. Kynologie ist (nach Meyer, Neues Lexikon) die Wissenschaft vom Hund. Kynologen befassen sich auf wissenschaftlicher Basis damit, den Hund zu erforschen, praktische Anwendungen sind Hundezucht und Hundeabrichtung. Kynologie hat also sehr viel mit Psychologie zu tun. Die enge philosophische und technische Bindung zur Jedermann-Kybernetik ist unverkennbar.

Bekanntlich bemüht sich die Kybernetik noch immer erfolglos um die Schaffung schöpferisch tätiger Automaten, die beispielsweise beim Erstellen neuer Kunstwerke, zur Programmierung dichterischer Freizügigkeit („Maschinenlyrik") usw. sehr nützlich sein könnten.

In der Tierpsychologie ist längst bekannt, daß das tierische Denkvermögen durchaus zu schöpferischer Eigenleistung fähig ist – welcher Hundebesitzer hätte nicht schon mit gebührender Bewunderung vermerkt, wie raffiniert sein Lieblingsdackel die Hauspantoffeln des Herrchens an immer neuen und überraschenden Orten zu verstecken weiß.

Hier setzt nun die Kynophonetik ein. Wie nämlich festgestellt wurde, kann ein Hund nicht abstrakt denken, wie es beispielsweise ein planender Mensch gelegentlich tut. Vielmehr denkt der Hund – wie ja schon hinreichend aus seiner Lautsprache erkennbar ist – gewissermaßen in einzelnen Tonimpulsfolgen und handelt meist auch entsprechend impulsiv. Es erscheint daher naheliegend, Zusammensetzung und Bedeutung dieser Tonimpulsfolgen zu analysieren und den Code dieser phonetischen Informationsverarbeitung zu enträtseln. Sobald das gelungen ist, erscheint es denkbar, Parallelen zwischen der tierischen Denkweise und unseren bereits bekannten Formen und Systemen der Datenverarbeitung und Digitaltechnik zu finden. Denn ebenso wie eine digital arbeitende Baugruppe nur zwei Zustände kennt (Ein/Aus bzw. L/O), kennt auch der Hund nur zwei Zustände: Er bellt oder er bellt nicht.

Ein analog aufgebauter kybernetischer Hund – der freilich nach dem derzeitigen Stand der Bauelementetechnik noch relativ voluminös, also ein dicker Hund würde – brauchte nicht unbedingt gleichfalls zu bellen. Er würde jedoch die ihm gestellten, oben bereits angedeuteten Aufgaben mit ausgesprochen tierischem Ernst erfüllen.

Es erscheint nicht ausgeschlossen, den kybernetisch-kynophonetischen Hund späterhin als automatischen Programmgestalter und Regieautomaten einzusetzen. Eine solch umfangreiche Forschungsaufgabe kann freilich nur im Kollektiv gelöst werden. Erfreulicherweise scheint sich jetzt – zumindest in diesem Fall – endlich die Erkenntnis durchzusetzen, daß eine kollegiale Zusammenarbeit der Experten grundverschiedener Fachrichtungen nicht nur unvermeidlich, sondern sogar wünschenswert ist. Haben bisher Hundezüchter und Techniker anderer Sparten nebeneinander gearbeitet, so befassen sich jetzt Akustiker, Phonetiker, Kynologen, Kybernetiker und andere gemeinsam mit diesem Problem, und zur Koordination dieser Bemühungen um den „dicken Hund", den Kyberkynomaten, wurde am 1. 4. 1965 die Fachsparte „Kynophonetik" gegründet. Praktische Arbeitsergebnisse liegen z. Z. noch nicht vor. Es gelang bisher lediglich, einen – in herkömmlicher Weise rein biologisch aufgebauten – Hund so zu erschrecken, daß er beim Erklingen des Wortes „Kybernetik" ängstlich das Weite sucht, wobei es sich nach Pawlow um einen bedingten Reflex handelt.

Wie wir soeben erfahren, ist der Autor unseres Beitrages bereits am 2. 4. 1965 von dem Hund, auf den er gekommen war, jählings vom Leben zum Tode befördert worden. Das Tier hatte den erwähnten Beitrag gelesen und nicht bemerkt, daß es sich dabei lediglich um eine „Aprilblödelei" handelte.

Referate

P. J. Baxandall

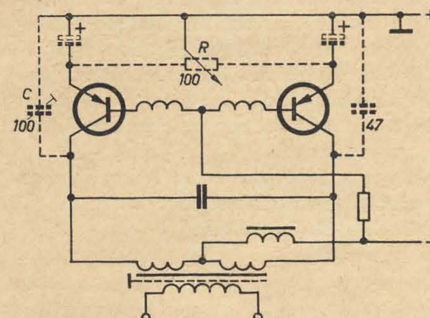
Die Beseitigung geradzahliger Restharmonischer in Transistoroszillatoren

Electronic Engineering 36 (1964), H. 432, S. 97

Die günstigsten Voraussetzungen für den Aufbau eines Transistoroszillators mit kleinen geradzahligen Restharmonischen bietet wegen seiner symmetrischen Anordnung der Gegentaktoszillator in D-Betrieb. Die dort noch auftretenden Verzerrungen sind auf Unsymmetrien zurückzuführen, die durch zwei Hauptursachen bedingt sind:

1. Die Basis-Emitterspannungen der Transistoren sind im stromführenden Zustand nicht gleich groß, wodurch die Durchlaßzeit des einen Transistors größer ist als die des anderen.
2. Die Symmetrie der Kurvenform wird durch unterschiedliche Erdkapazitäten, bestehend aus den Wicklungskapazitäten des Transformators und den Kollektorkapazitäten der Transistoren, in beiden Generatorhälften gestört.

Zum Ausgleich dieser Unsymmetrien schlägt der Verfasser folgende in unserem Schaltbild des Gegentaktgenerators gestrichelt gezeichneten Änderungen vor.



Geänderte Schaltung eines Gegentaktgenerators für 3 kHz

Die Basis-Emitterspannungen werden mit dem Regelwiderstand R und die Erdkapazitäten mit dem einstellbaren Kondensator C symmetriert. Bei einem 3-kHz-Generator konnte der ursprünglich vorhandene Oberwellenanteil von 0,1 % mit Leichtigkeit auf 0,01 % und nach sorgfältigem Abgleich bis auf 0,001 % herabgedrückt werden. *Wolf*

Fachbücher

Bernhard Pabst

Bauelemente der Rundfunktechnik

für Röhren- und Transistorgeräte

4., erweiterte Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

etwa 320 Seiten, 358 Bilder, 26 Tafeln, Halbleinen 12,– MDN

Das Buch gibt einen Überblick über die Bauelemente der Röhren- und Transistorrundfunkempfänger. Die einzelnen Bauelemente werden in der Reihenfolge:

Aufbau, Wirkungsweise, Anwendung, Fehler, Prüfung und Fehlerbehebung beschrieben. Hiermit werden dem Leser nicht nur die Bauelemente mit ihren technischen Daten und Anwendungsmöglichkeiten vorgestellt, sondern es wird ihm gleichfalls eine Fülle von praktischen Erfahrungen vermittelt, die besonders für den Nachwuchs dieses Fachgebietes wichtig sind. Die Anwendungen der Bauelemente werden sowohl anhand einer Röhrenempfängerschaltung als auch einer Transistorempfängerschaltung gezeigt.
Bei der 4. Auflage wurden die Kapitel über die Halbleiter stark erweitert. Weiterhin wurde diese Auflage durch Aufnahme der Kapitel über Magische Abstimmanzeigeröhren, Seilantriebe, Bauelemente für Transistortaschenempfänger und elektronische Kleinstbausteine ergänzt.
Das Buch ist vorwiegend für den Rundfunkservice und für die Ausbildung des rundfunktechnischen Personals gedacht. Aber auch für Mitarbeiter im Fachhandel, Amateure und Schüler an polytechnischen Oberschulen wird es seinen Wert besitzen.

Günter Fellbaum

Fernseh-Service-Handbuch

3., vollständig neubearbeitete Auflage
Franzis-Verlag, München, 1964
564 Seiten, 625 Bilder, 50 Tabellen, Ganzlederin 47,– DM/DBB

Dieses Buch ist für die Berufs- und Nachwuchsförderung des Fachhandels und des Handwerks vorgesehen. Dementsprechend ist auch der Inhalt aufgebaut, und zwar in die Hauptabschnitte: Normale Dienstleistungen, Werkstatt und ihre Einrichtung, Gebrauch von Meß- und Prüfgeräten, Reparaturpraxis. Der letzte Hauptabschnitt nimmt seitenmäßig den größten Teil des Buches in Anspruch. In ihm werden Hinweise für die Fehlerermittlung und für Abgleich- und Instandsetzungsarbeiten gegeben. Erwähnenswert und für den Reparaturtechniker sehr wertvoll ist die über 40 Seiten starke systematische Fehlerortungstabelle. Diese Tabelle ist in die Angaben „Näherer Befund", „Mögliche Ursachen" und „Fehlersuche bzw. Abhilfe" unterteilt, die stets auf der linken Buchseite zu finden sind. Die gegenüberliegende rechte Seite enthält die für die Reparatur entsprechenden Bildschirmaufnahmen oder Arbeitsunterlagen, wie Schaltungsausschnitte mit oszillografischen Angaben, Röhrensockelschaltungen und Fotos der entsprechenden Schaltungsstufe.
Bei diesem Buch ist besonders die gute methodische Aussagekraft hervorzuheben. Der Autor war bemüht, auch bei den Bildern das Verständnis und die Aussagekraft durch Hinweise auf Besonderheiten, die entsprechend typografisch gestaltet sind, zu erhöhen.
Der Inhalt berücksichtigt den neuesten Stand der Fernsehempfangstechnik, insbesondere den der UHF-Technik, denn die Reparaturen am UHF-Empfangsteil erfordern ja bekanntlich besondere Kenntnisse vom Reparaturtechniker.

Orlik

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Rusche, Wagner, Weitzsch

Flächentransistoren

Eigenschaften und Schaltungstechnik
Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg
404 Seiten, 237 Bilder, Ganzleinen
48,– DM/DBB

Das vorliegende Fachbuch vermittelt eine Fülle wichtiger Transistorprobleme, die bei einer Schaltungs- und Geräteentwicklung unbedingt zu beachten sind. Diese Probleme werden anhand von zahlreichen Beispielen physikalisch erklärt und vertiefen die Kenntnisse der Transistorschaltungstechnik.
Im einleitenden Kapitel „Physikalische Grundlagen" werden die Zusammenhänge der Halbleiterphysik in bezug auf die elektrischen Eigenschaften des Transistors mittels anschaulicher Modelle erläutert. Das Kapitel „Eigenschaften des Transistors" beschreibt außer dem statischen und dynamischen Verhalten die thermisch-elektrischen Wechselwirkungen sowie die Temperaturabhängigkeit der Kennwerte und das Rauschen. Ein spezieller Abschnitt behandelt einige besondere physikalische Effekte.
Einen breiten Raum nimmt die Schaltungstechnik ein. Ausgehend von allgemeinen Überlegungen werden die Einstellung des Arbeitspunktes, Niederfrequenzverstärker und Hochfrequenzverstärker ausführlich behandelt. Hierbei werden die wichtigsten allgemeinen Prinzipien für die Anwendung von Transistoren an typischen Schaltungen besonders gründlich dargelegt. Innerhalb dieses Kapitels wird auch der Impuls- und Schalterbetrieb behandelt. Interessant und wichtig für den Praktiker sind hierbei die Ausführungen über das dynamische Schaltverhalten des Transistors bei unterschiedlicher Last.
Ein Anhang über Formelzeichen, Definitionen und Schreibweisen sowie ein Literaturverzeichnis ergänzen dieses Fachbuch. Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß mit diesem wertvollen Buch die Literatur der Halbleitertechnik auf jeden Fall bereichert wird. Hervorgehoben zu werden verdient die methodische Behandlung der in der Praxis auftretenden Transistorprobleme.

Belter

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.